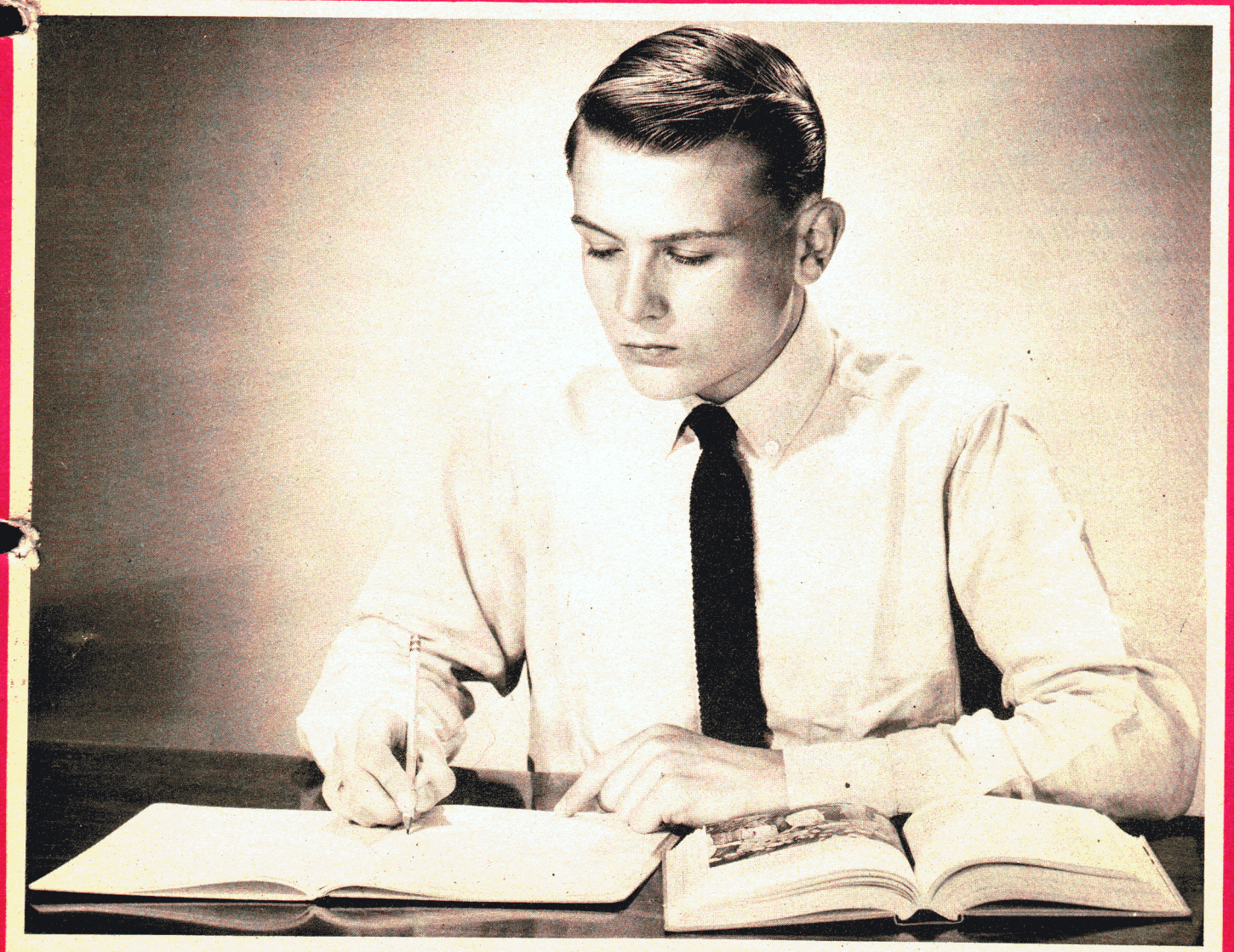
1

votre Carrière

revue hebdomadaire avec

cours de TECHNIQUE RADIO

magazine des futurs électroniciens



REVUE HEBDOMADAIRE POUR LA FORMATION PROFESSIONNELLE — 29 MARS/4 AVRIL '65 — LE NUMERO : 1,60 F.
DIRECTION - ADMINISTRATION - ABONNEMENTS: EDITIONS CHIRON - 40, Rue de Seine - Tél. 633 - 18 - 93 - PARIS C.C.P. 53-35.
ABONNEMENTS: FRANCE - 1 AN (52 numéros) 70 F; 6 MOIS (26 numéros) 38 F - ETRANGER - 1 AN (52 numéros) 90 F.
Si vous possédez déjà des numéros, vous pouvez déduire du montant de l'abonnement la somme de 1.20 F par numéro.
PUBLICITE: PUBLEDITEC - 13 Rue C. Lecocq - Paris (15e) - Tél. BLO 88-04 - DEPOT LEGAL EDITEUR N. 34 du 1er Trim. 1965
DISTRIBUTION: Nouvelles Messageries de la Presse Parisienne - Paris - Directrice de la publication: Mme Etienne Chiron.

Cours de TECHNIQUE RADIO

Table des Matières

Numéro	Titre de la leçon	Page	Titre de la leçon	Page	Titre de la leçon	Page
1	Ondes sonores et ondes électromagnétiques.	1	Outillage et accessoires de câblage.	10	Tableau et abaques de conversion.	20
		20	table. conv. KHz → m			
		22	" longueur d'onde			
		23	" conv. fréquence → mm			
2	Notions fondamentales d'électricité.	25	Matériel de construction.	34	Code des couleurs des résistances - Table périodique des éléments.	44
		47	table périodique éléments			
		48	" conv volume			
3	L'émission et la réception Radio.	49	Récepteurs de Radio simples.	58	Construction de deux récepteurs à cristal.	69
		68	table diode			
4	La Loi d'Ohm.	73	Piles et accumulateurs.	82	Constantes des métaux - Liste des piles - Tableaux.	92
		92	table constante métaux			
		96	Abaque Puissance			
5	Magnétisme et électromagnétisme.	97	Moyens de production du courant électrique.	106	Tableaux et unités - Tables de correspondance.	117
		119	table photo cellule &			
			soleine			
		120	table conv degré			
6	Circuits électriques simples.	121	Les appareils de mesure.	130	Graphique pour le calcul de 2 résistances en parallèle.	141
		141	Abaque calcul resistance	//	Notions élémentaires de calcul algébrique.	142
7	Circuits électriques complexes.	145	Mesures du courant continu.	154	Construction d'un pont de Wheatstone.	164
					Théorème de Thévenin	168
8	Le courant alternatif.	169	Mesures des courants alternatifs.	178	Fonctions trigonométriques - Les vecteurs - Tableaux.	188
9	Les ohmmètres.	193	Multimètres et contrôleurs universels.	202	Construction d'un contrôleur universel.	212
10	Les inductances.	217	Les bobinages dans la pratique.	226	Abaque inductance - fréquence - réactance.	237
		237	Abaque Reactance			
11	La capacité.	241	Les condensateurs.	250	Code des couleurs des condensateurs - Préfixes et abaques.	260
		260	table isolants		Abaque Reactance	285
		264	Abaque capa en série			
12	Circuit avec inductance capacité - résistance.	265	Circuits oscillants et filtres.	274	Graphique de calcul des déphasages - Abaques réactance - fréquence - capacité.	285

Numéro	Titre de la leçon	Page	Titre de la leçon	Page	Titre de la leçon	Page
13	Les transformateurs.	289	Construction des transformateurs d'alimentation.	298	Tableaux et abaques de calcul des transformateurs.	308
	table cour ϕ fil Abaque transfo	308 309				
14	Le récepteur de radio.	313	Nouveaux récepteurs de radio simples.	322	Les logarithmes.	332
15	La lampe à deux électrodes - Les diodes et leurs utilisations.	337	Les alimentations.	346	Abaques de calcul de circuits magnétiques - Facteurs mathématiques usuels.	357
	Facteurs Math Alphabet grec Tabl conv. pression	359 360	Les impedances de fils Abaque transfo	353 357		
16	La lampe à trois électrodes: la triode.	361	Le lampemètre.	370	Fonctionnement du lampemètre	380
			Lampemètre TS66	377		
17	Les lampes: tétrodes et pentodes.	385	Stabilisateur de tension.	394	Construction d'une alimentation stabilisée	404
		404	Alim Heat IP32			
18	La lampe amplificatrice.	409	Le voltmètre à lampe.	418	Réalisation d'une alimentation secteur. Kit Cogerel ALI 9 - Tableaux	429
	Abaque transfo	432				
19	Amplification en haute et basse fréquence.	433	Construction d'un voltmètre à lampe. Schéma et montage HEAT IM11	442	Construction d'un voltmètre à lampe. Mise au point et utilisation. IM11	452
20	Les transformateurs basse fréquence.	457	Les autotransformateurs	466	Tableaux de calcul des amplificateurs RC	476
	Modulation par pulses	468b				
21	Modulation et démodulation.	481	Microphones et haut-parleurs	490	Tableaux de calcul des amplificateurs RC	500
22	Lampes multiples et spéciales.	505	Récepteur de radio à lampes	514	Récepteur à deux lampes	525
23	Les oscillateurs.	529	Construction d'un oscillateur modulé (générateur HF) à fréquence variable (Heath Kit) SG8	538	Construction d'un oscillateur module à fréquences fixes TOI Heath-Kit	548
24	Le superhétérodyne ou changeur de fréquence.	553	Unités de mesure - Puissance et Energie - Loi de Joule	562	Tableaux: Calcul pratique des filtres électriques	572
	table mesures MKSA	566				
25	Mise au point et alignement des superhétérodynes à Modulation d'Amplitude.	577	Construction d'un fréquencemètre à absorption. (Grid dip Retexkit)	586	Abaque: Calcul de la fréquence de résonance en fonction de L et C Tableaux (Résistances de cathode et d'écran pour tubes pentodes HF)	596
26	Principes de la modulation de fréquence.	601	Récepteurs pour la modulation de fréquence	610	Le décibel - Tableaux (calcul des circuits R-L-C).	620

Leçon n° 1



INTRODUCTION AU COURS de TECHNIQUE RADIO

Il existe, certainement, de nombreux lecteurs qui — désireux d'étudier cette science attrayante — sont toutefois impatients d'entreprendre des réalisations, aussi simples soient-elles, pour avoir la satisfaction de voir fonctionner un appareil électronique construit par eux.

Nous ne les ferons pas attendre pour satisfaire un désir logique et compréhensible, quoique — il faut en convenir — nous ne puissons le faire dès la première leçon. Dans celle-ci, il est opportun de donner, avant toute chose, une vue d'ensemble sur les éléments de base de la technique Radio, d'en exposer les principes fondamentaux et, en même temps, de faire connaître au lecteur, le matériel, les procédés de construction, l'outillage et les accessoires.

Parmi ces descriptions, surtout au début, certaines pourront paraître superflues à quelques lecteurs, mais il est nécessaire de considérer qu'un enseignement s'adresse à un vaste cercle d'élèves et que, parmi eux, il y en a sûrement pour lesquels la matière est toute nouvelle. Il est donc logique, si l'on veut faire un travail utile et complet, d'exposer également les connaissances les plus élémentaires. Celui qui possède déjà ces connaissances aura certainement avantage à les réviser et il conviendra avec nous que nous devions y faire figurer même les notions les plus simples et les plus généralement connues pour que notre travail soit aussi complet et utile que possible.

Notre méthode, basée sur un travail pratique et efficace, consiste à donner, dans chaque numéro, une forme particulière et unique aux trois leçons qui le composent. La première de ces leçons expose la théorie et, comme nous l'avons dit, l'exposé en sera accessible à tous. La leçon suivante a un but pratique: elle sert à mettre le lecteur en contact, si l'on peut dire, avec la pratique et lui permet d'appliquer ce qu'il a appris dans la première leçon. Dans cette leçon seront évidemment présentés le matériel et les expériences.

La troisième leçon, enfin, réunira les éléments de documentation et d'actualité, tels que schémas, tableaux, notices, graphiques, vocabulaire, etc...

Ces trois leçons, quoique différentes entre elles, auront un point commun: dans la deuxième et la troisième, se trouveront mis en évidence, presque toujours, les principes exposés et discutés dans la première.

Nous avons ainsi précisé les idées générales nous ayant guidés lors de la rédaction de ce travail, qui, en un an par exemple comprendra 468 pages de théorie, 468 pages d'applications pratiques et 520 pages de références et de schémas: soit un total d'au moins 1.460 pages de grand format qui, grâce à des tables des matières précises et à nos reliures formeront, chaque année, un tout encyclopédique irremplaçable et inégalable.

ONDES SONORES et ONDES ELECTROMAGNETIQUES



Pour initier le lecteur aux notions les plus élémentaires de la radiotechnique, nous pouvons suivre plusieurs méthodes; mais en principe, dans une telle tâche, le sujet doit, de toute évidence, être développé en fonction de la logique et des résultats de l'expérience.

Nous voulons dire qu'avant d'affronter la technique proprement dite, il est bon d'étudier la théorie des **télécommunications** (communications à distance) dans ses éléments et ses phénomènes fondamentaux, et il est également indispensable de faire connaissance avec **l'électricité,** les lois et les principes qui la gouvernent.

Il s'agit, comme on le voit, de deux sujets de base qui, naturellement, se recoupent et se confondent en fait, parce qu'en réalité il s'agit toujours de phénomènes électriques; de toute façon il est opportun — pour pouvoir se faire une idée claire et exacte — de diviser le sujet de cette manière et de le suivre sous les deux aspects énoncés plus haut.

Dans notre exposé nous rencontrerons, de temps à autre, certaines idées, termes ou données propres au sujet traité: on pourrait considérer que le lecteur connait déjà ces termes et leur signification — certains, comme *« volt »*, *« longueur d'onde »*, *« résistance »*, etc... sont largement vulgarisés — mais, conformément à notre promesse, nous en expliquerons également la signification, partant du principe que, même ceux qui ignorent les phénomènes électriques les plus élémentaires, doivent pouvoir suivre notre enseignement.

Puisqu'en définitive la radiotechnique, ainsi que nous le voyons de nos jours, connaît un développement extraordinaire permettant précisément d'établir dans des conditions toujours meilleures, des communications entre des lieux divers, nous croyons opportun de nous occuper, en premier, de telles communications.

OSCILLATIONS - VIBRATIONS

L'homme possède un moyen de communication et de liaison auditive avec ses semblables: la voix. La voix, comme les sons et les bruits, se propage dans l'air et, à partir de sa source, s'étend dans toutes les directions,

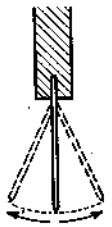


Fig. 1 - Une petite lame élastique, fixée rigidement d'un côté, donne un exemple évident, d'un corps vibrant.

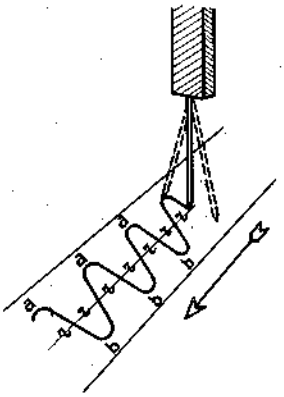


Fig. 1 bis - Si une extrémité de la lame est encrée, les oscillations s'inscrivent sur une bande de papier défilant sous la lame.

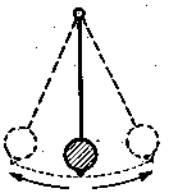


Fig. 2 - Le pendule représente un autre exemple classique de mouvement oscillatoire.

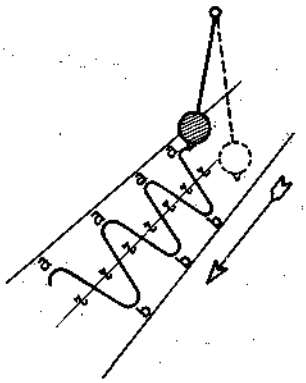


Fig. 2 bis - Comme la lame, le pendule peut inscrire son oscillation

d'une manière concentrique, vers tous les points. Ainsi, la voix, produite par les cordes vocales de celui qui parle, parvient au tympan de celui qui écoute. On a ainsi le plus simple et le plus connu des modes de communications entre deux ou plusieurs points.

Nous avons mentionné les cordes vocales: cela évoque à notre esprit, par une association d'idées immédiate, les cordes d'un instrument de musique avec lesquelles, en effet, les cordes vocales ont une certaine analogie.

Pour produire ce que nous appelons un son, il faut que ces cordes soient mises en mouvement ou, plus exactement, il faut qu'elles accomplissent ce mouvement caractéristique que l'on nomme couramment **oscillation** ou **vibration.** Ainsi mise en mouvement, la corde (ou toute autre source sonore) communique sa vibration à l'air qui l'entoure, et le mouvement vibratoire devient propre à l'air, avec transmission de proche en proche. On aura, par suite de la vibration de l'objet-source, une suite de compressions et de dépressions de l'air ambiant.

Dans ce cas, l'air est le milieu nécessaire à la propagation: en fait, aucune transmission de son ne peut se faire dans le vide.

En vertu de son comportement, on peut dire que **l'air est un milieu élastique.** Toutefois, il faut noter que la transmission du son peut se faire également dans d'autres milieux tels que l'eau, le bois, les métaux, les gaz, etc.. Ceux-ci peuvent également être définis comme étant des milieux élastiques.

N'importe quel autre objet élastique, c'est-à-dire capable de vibrer, qui se trouve plongé dans la masse d'air mise en mouvement par une source sonore, sera touché par la perturbation et pourra aussi entrer en vibrations. Tel est précisement le cas du tympan de l'oreille et c'est ainsi que, par l'intermédiaire de l'air, les sons peuvent faire fonctionner notre organe auditif.

Les vibrations peuvent, évidemment, différer énormément les unes des autres. Elles peuvent être de plus ou moins grande amplitude (**intensité du son**) ou plus ou moins rapides (**fréquence du son**). C'est ainsi que nous pouvons distinguer les sons de diverses intensités ou tonalités. Les sons que nous entendons peuvent, encore, être *purs* ou *complexes* (c'est-à-dire composés de plusieurs oscillations simultanées), croissants ou décroissants.

En dehors de la corde d'un instrument de musique, on peut également penser, pour se faire une idée précise d'un milieu vibrant, à une petite lame élastique tenue rigidement d'un côté, libre de l'autre, (**figure 1**) qui, sous l'effet d'un choc (*apport d'énergie*), donne naissance à une série d'oscillations.

On peut donner une représentation graphique des oscillations.

Supposons que l'extrémité libre de la petite lame soit munie d'un stylet encreur sous lequel se déroule, à une vitesse uniforme et constante (*variation de temps*), une bande de papier (**figure 1 bis**). Nous aurons ainsi un tracé qui indiquera les différentes positions (dans le sens de la largeur du ruban) occupées par la lame pendant le temps de l'oscillation (indiqué dans le sens de défilement). Nous aurons réalisé très facilement la forme la plus simple de l'**oscillographe**, c'est-à-dire de l'instrument qui permet de « représenter les oscillations ». Un tel instrument, très perfectionné, est d'un usage courant de nos jours en radiotechnique et, naturellement, nous l'étudierons en détail dans nos prochaines leçons.

La lame, entre les limites extrêmes et opposées atteintes lors de la déviation maximum, prend toutes les positions intermédiaires et passe, à chaque fois, par le centre « r » (figure 1 bis).

Par conséquent, la distance entre deux points extrêmes « a » et « b » donne une mesure de l'**amplitude** de l'oscillation, tandis que le nombre de fois pendant lesquelles, en un laps de temps donné (soit une seconde) les positions extrêmes sont atteintes, indique avec quelle **fréquence** (plus ou moins élevée) le phénomène se répète.

On peut ainsi avoir une représentation expressive de l'oscillation et sa forme harmonieuse, telle qu'elle apparaît sur la figure 1 bis, est appelée **sinusoïde**.

Considérant le point de repos, ou de centre « r », de la lame, nous pouvons remarquer que les pointes maximales se trouvent une fois d'un côté et l'autre fois de l'autre côté. En d'autres termes, nous pouvons appeler

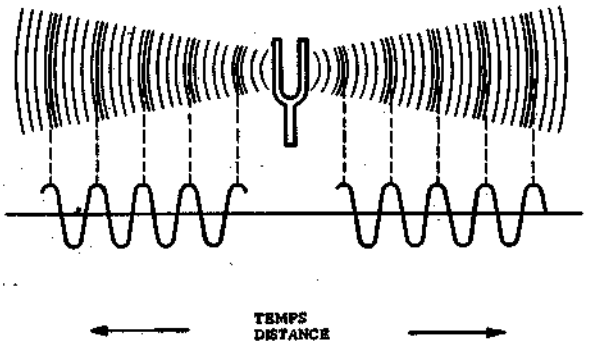


Fig. 3 - En choisissant convenablement le matériel et les dimensions d'une petite fourche métallique, on peut la faire vibrer sur une fréquence déterminée: c'est le cas du diapason, illustré ici.

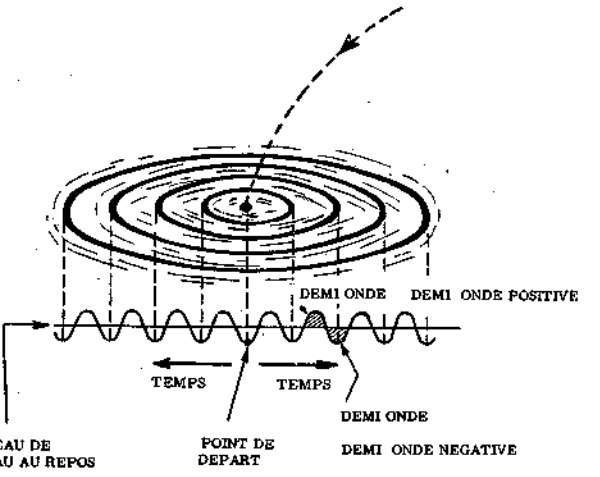


Fig. 4 -
La dénomination « onde » est rendue très évidente dans ce cas.

une position, par rapport au centre, **positive** et, au contraire, la position opposée, **négative**. Les deux pointes sont d'égale amplitude et il en est de même pendant toute la durée de l'oscillation.

La lame répète son mouvement et, en conséquence, repasse périodiquement par les positions déjà prises; on nomme **période d'oscillation** le temps qui est nécessaire à la lame pour revenir sur une position identique.

L'ensemble complet des valeurs pendant une période est appelé **cycle.**

En conséquence, la fréquence s'exprime en cycles (ou hertz = Hz). Si nous prenons pour référence, comme l'on dit, une seule seconde pour déterminer la fréquence, celle-ci pourra être indiquée par le nombre de cycles qui se seront produits pendant cette seconde, donc en **cycles par seconde.** On déterminera ainsi, de manière précise, la fréquence de l'oscillation.

De même, un pendule ordinaire peut donner une idée claire du mouvement oscillatoire (**figures 2** et **2 bis**). Dans les deux cas cités, nous nous trouvons en présence d'un mouvement oscillatoire mécanique, un mouvement communiqué à un corps matériel.

La fréquence, c'est à dire le nombre de cycles par seconde qu'un objet en mesure de vibrer peut accomplir, s'il est excité ou mis en mouvement, dépend de divers facteurs parmi lesquels, en premier lieu, on trouve, ses dimensions, sa rigidité, la matière, le poids, etc.. On notera qu'en principe, l'objet conserve toujours la même fréquence, si nous ne modifions pas ses facteurs intrinsèques. Pourtant, avec le temps, si la cause (énergie) qui a donné naissance aux oscillations ne se renouvelle pas, les oscillations diminuent graduellement d'amplitude jusqu'à l'extinction, sous l'action de freinage de l'air ou du milieu dans lequel se produit l'oscillation (un tel effet se nomme **amortissement**).

Cette fréquence propre à l'objet capable de vibrer s'appelle sa **fréquence de résonance.**

Un exemple d'objet très connu, créé précisément pour émettre des vibrations déterminées, est le diapason (**figure 3**). Il donne le « La » musical, et pour cela, il est construit de manière à ce que sa fréquence de résonance soit de 440 périodes par seconde.

Il est rare qu'un objet capable de vibrer entre en vibrations uniquement s'il est excité sur sa fréquence de résonance. D'autres fréquences comprises dans un intervalle plus ou moins grand, c'est-à-dire plus ou moins différentes de la fréquence de résonance, peuvent également provoquer les vibrations. Toutefois, les oscillations d'amplitude maximales, obtenues avec la plus faible énergie d'excitation, ont toujours lieu à la fréquence propre de résonance.

LES ONDES

Nous nous sommes fait une première idée des divers phénomènes oscillatoires, et nous ne voulons pas quitter le sujet sans donner un autre exemple classique pour l'illustration de ces idées.

La **figure 4** montre un cas typique de production d'oscillations. Il s'agit des oscillations apparaissant à la surface d'une eau calme lorsqu'on y lance un corps, une pierre par exemple. Il se forme alors, autour du point d'impact, une série bien connue et fort visible d'oscillations: **les ondes.**

Celles-ci, représentées graphiquement, montrent, ni plus ni moins, le même résultat que nous avons obtenu pour la lame ou pour le pendule. Là aussi, nous voyons une forme sinusoïdale avec une pointe (crête) que nous pouvons appeler positive et une autre (creux) que nous pouvons appeler négative, par rapport au niveau de l'eau calme.

Nous avons dit plus haut que la lame élastique oscille si l'on fait en sorte qu'elle soit « chargée », c'est à dire si, par un apport d'énergie, elle est d'abord courbée d'un côté, puis brusquement libérée. Cela démontre clairement la nécessité de fournir une certaine énergie pour provoquer la naissance des oscillations; lorsque cet apport d'énergie prend fin, les phénomènes oscillatoires cessent, mais cette disparition se fait d'une manière graduelle, en passant par toutes les valeurs intermédiaires, de l'amplitude maximale de l'oscillation initiale jusqu'à l'arrêt complet du mouvement.

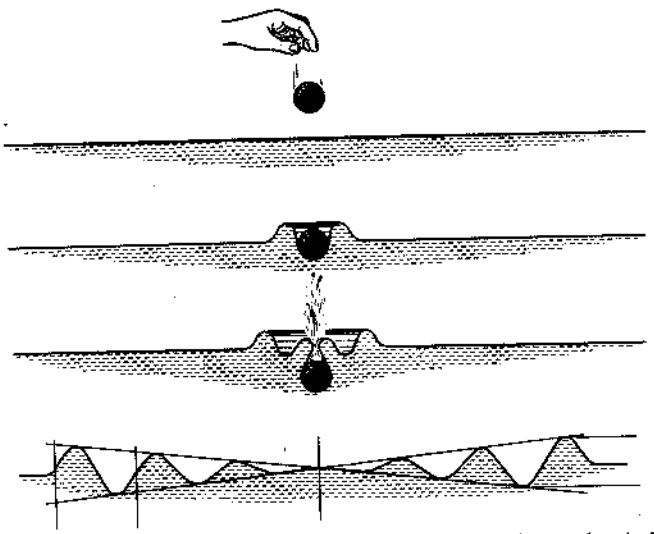


Fig. 5 - Les diverses phases de la production des ondes à la suite de la chute d'un corps sur la surface de l'eau calme.

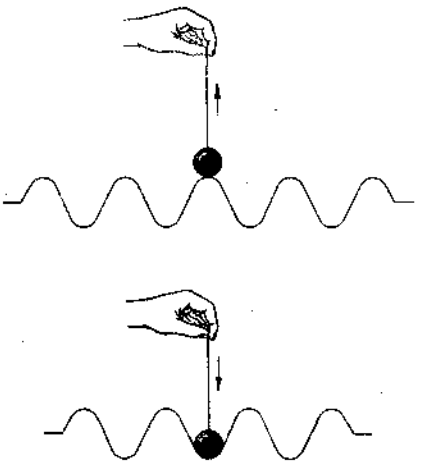


Fig. 6 - Si la chute du corps est commandée et répétée à intervalles réguliers, les ondes produites continueront à se former, au lieu de s'amortir rapidement comme sur la figure précédente.

La production des ondes se fait d'une manière absolument analogue. La pierre lancée — ou simplement lâchée — sur la surface de l'eau calme, apporte son énergie propre. Cette énergie, dans le cas de la chute libre, est évidemment celle due à la force de gravité.

Examinons le phénomène à l'aide de la **figure 5.** A l'instant où l'objet entre en contact avec la surface, il repousse l'eau tout autour de lui et donne une certaine vitesse initiale à ce déplacement. Ensuite, la pierre tombe vers le fond et n'a plus aucune influence sur le phénomène qu'elle a déclenché; mais avant cela, d'autres ondes ont pris naissance et s'ajoutent à l'onde primitive. Puis tout revient progressivement à l'état de calme initial.

Si l'on veut entretenir la présence des oscillations, il faut répéter l'action qui a produit le phénomène la première fois. Dans le cas de la pierre et de l'eau, imaginons que le solide soit lui-même mis en mouvement et reçoive des apports répétés d'énergie; on constate alors que les oscillations ne s'amortissent plus, mais se succèdent continuellement avec des amplitudes égales si les mouvements imprimés à l'objet sont eux-mêmes égaux et réguliers.

Une moitié de l'onde, nous l'avons vu, peut être appelée positive (**demi-onde positive**) et l'autre moitié, négative (**demi-onde négative**). Avec cette analogie évidente et commune entre les oscillations de l'air et celles de l'eau, on peut concevoir et expliquer la notion d'onde appliquée à toutes les oscillations (**figure 7**).

En termes simples, une onde est une vibration qui se propage.

A ce point de notre exposé, il convient de se demander s'il n'existent que les oscillations dont nous avons parlé. Au contraire, nous rencontrons de nombreux autres types d'oscillations dans la nature, et de telles manifestations ne sont ni isolées, ni sporadiques, mais elles sont analogues et voisines selon un processus défini.

Nous avons déjà vu comment une oscillation peut différer d'une autre par sa fréquence (nombre de manifestations ou cycles par seconde); eh bien, il est prouvé que la lumière, les rayons cosmiques, la chaleur, les ultra - sons, les rayons ultra - violets, etc.., sont des oscillations différentes dans leur fréquence et leur propagation, et pourtant elles constituent, dans leur ensemble, une succession continue. En conséquence, il est possible d'établir une suite déterminée entre toutes les ondes, donc entre toutes les fréquences, en donnant des noms appropriés à chacune des zones particulières de cette échelle ou spectre continu.

L'oreille humaine peut percevoir des oscillations dont la fréquence minimum est d'environ 20 cycles par seconde: ce sont les sons les plus graves que nous puissions entendre. En augmentant la fréquence nous traversons toute la gamme des sons audibles jusqu'à 12.000 ou 15.000 cycles (sons aigus dont la limite de la fréquence varie d'une personne à l'autre et décroit avec l'âge). Au-delà de cette limite, notre oreille ne peut percevoir les oscillations, notre tympan n'étant plus en mesure de suivre des oscillations d'une telle fréquence. Cette première gamme d'oscillations peut ainsi être définie **« ondes sonores ».** En employant la terminologie propre à la radio, nous l'appellerons gamme de **Basse Fréquence (audio fréquence).**

Nous passons ensuite au domaine des ultra-sons qui peuvent déjà être rangés parmi les fréquences radio. Ces ultra-sons sont caractérisés par le fait qu'ils se comportent à peu près comme le son, en ce qui concerne leur diffusion et leur propagation, et ceci jusqu'à une limite de 20 000 à 30 000 cycles par seconde. Ces oscillations ultrasoniques ont divers usages industriels que nous étudierons en temps voulu.

L'ONDE ELECTROMAGNETIQUE

Si nous continuons à augmenter la fréquence des oscillations, nous entrons dans le domaine des oscillations électriques appelées « électromagnétiques », et utilisées principalement en radio.

Le moyen ou le procédé pour produire les oscillations varie suivant la gamme de fréquence intéressée; ainsi, pour tout ce qui concerne les fréquences acoustiques et sonores nous pouvons employer des générateurs mécaniques, tandis que pour des fréquences plus élevées, aux

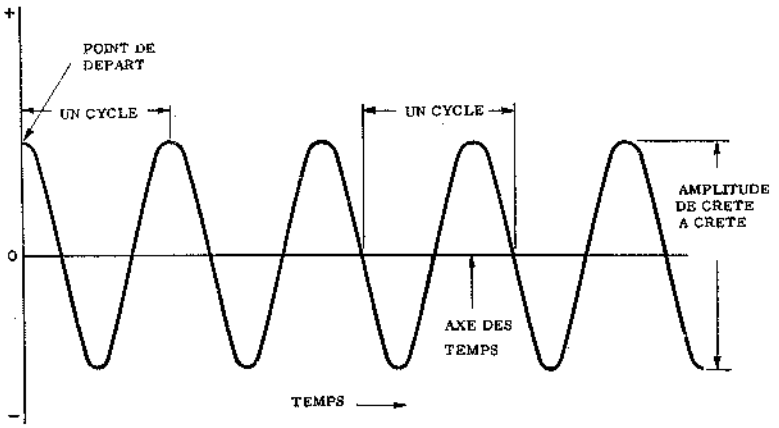


Fig. 7 - Une onde est une vibration qui se propage. Par rapport à un niveau zéro (0), une moitié de l'onde peut être appelée « positive » (+) et l'autre « négative » (—). Entre le maximum positif et le négatif (entre les pointes ou crêtes) se mesure l'amplitude de l'onde. La distance entre deux pointes (également entre début et fin) constitue un cycle complet de l'onde. Le nombre de cycles qui se produisent pendant 1 seconde donne la fréquence de cette onde.

oscillations électromagnétiques comme ci-dessus, le générateur est essentiellement de nature électrique.

Comme il serait peu pratique d'exprimer toujours en cycles (ou hertz) des fréquences représentant un nombre aussi grand (exemple: 3 000 000 ou 30 000 000 d'Hz) on recourt couramment aux multiples; ainsi on utilise, le kilohertz (1 000 Hz=1 kHz) et le Megahertz (1 000 000 Hz = 1 MHz).

Nous avons, jusqu'ici, employé indifféremment les termes cycle ou hertz; rappelons que c'est seulement ce dernier qui doit être employé officiellement, par convention internationale. Nous utiliserons donc toujours, pour indiquer une fréquence, le terme hertz et ses multiples. Quoique, sur de nombreuses publications — en particulier dans les revues américaines — on pourra rencontrer les termes cycles, kilocycles, mégacycles, ceux-ci devront toujours être suivis de la précision « par seconde ».

Dans le spectre de toutes ces oscillations on a, comme nous l'avons dit, une classification qui tient compte de la fréquence; mais plus encore que la définition d'une gamme de fréquence, ce qui intéresse évidemment le plus le praticien, c'est son comportement.

En expérimentant sur les phénomènes produits par les oscillations non perceptibles par nos sens, l'homme parvint à produire et à utiliser les ondes de fréquence supérieure à 16 ou 20 000 hertz, pour les communications à distance: la radio était née. Avec celle-ci on put se libérer des liens formés par les lignes électriques et les câbles qui, jusqu'alors, avaient caractérisé les communications télégraphiques et téléphoniques.

Il revient à Maxwell (1865) le mérite d'avoir affirmé que les oscillations électriques de fréquence très élevée peuvent se propager dans l'espace, que la lumière même, n'est qu'une des manifestations des oscillations électromagnétiques et que la propagation des ondes électriques se fait à la vitesse de la lumière, c'est-à-dire à une vitesse voisine de 300 000 kilomètres à la seconde.

Les théories de Maxwell furent confirmées en pratique par Hertz en 1887 (d'où le nom « onde hertzienne » et l'unité « hertz) puis, après les travaux de Branly, ce fut Marconi (1894) qui réussit le premier à établir une communication à distance, par le moyen des ondes électromagnétiques.

Un développement vraiment grandiose suivit cette découverte qui s'enrichit, peu à peu, de multiples et géniales inventions (la valve thermoïonique, la modulation, les transistors, etc...) pour parvenir aux résultats actuels. On ne peut pas dire, évidemment, que la situation présente constitue le dernier développement de cette évolution.

Au début de cette étude nous avons fait ressortir comment, à partir d'une source sonore, l'onde sonore se propage dans toutes les directions par suite de la perturbation d'un milieu élastique, par exemple l'air.

L'air est donc un milieu nécessaire à la transmission du son. Une source d'oscillations sonores placée dans le vide (absence d'air) ne fera parvenir aucun son à notre oreille.

Il a été démontré que les ondes électriques, et diverses autres perturbations ou radiations, par contre, se propagent dans le vide; cela constitue une autre particularité importante — outre celle, déjà vue, de l'impossibilité de perception directe par nos sens — qui caractérise la différence entre les deux gammes.

Sous cet aspect particulier de la propagation, les ondes électriques se rapprochent assez des ondes lumineuses, car la lumière aussi se propage indifféremment en présence ou en l'absence d'air. Nous avons dit également que leurs vitesses de propagation étaient égales et nous pouvons maintenant affirmer que le milieu est identique. Un tel milieu, déjà défini comme étant impondérable, élastique, omniprésent et imperceptible à nos sens, **l'éther cosmique**, c'est l'espace lui-même (Einstein) qui est ainsi quelque chose de concret avec ses propres propriétés physiques: le néant ou vide absolu n'existe pas.

Les ondes radio, diffèrent des ondes lumineuses seulement par leur fréquence (celle de la lumière étant plus grande). Incidemment nous indiquerons que, de même que les différentes fréquences acoustiques caractérisent les sons, les fréquences à l'intérieur de la gamme des fréquences lumineuses caractérisent les diverses couleurs. Ces couleurs dans le spectre de l'arc-

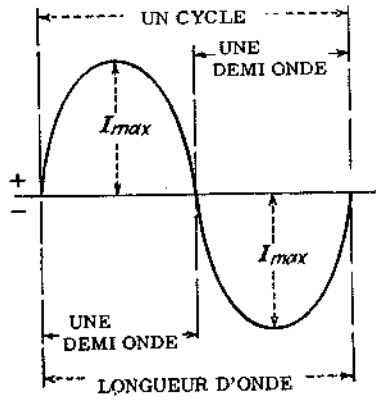


Fig. 8 - Pendant la durée d'un cycle, l'onde se propage. La distance qu'elle parcourt - connaissant sa vitesse - peut être déterminée: elle représente la « longueur d'onde ».

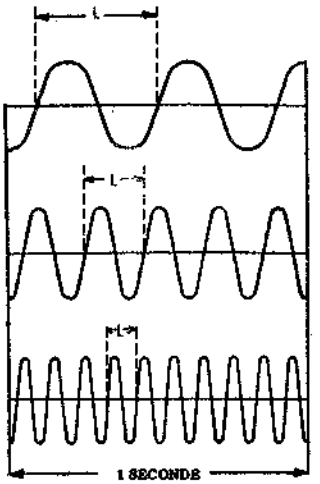


Fig. 9 - En augmentant la fréquence de l'onde, on diminue la longueur « L ». En effet, ayant plus de cycles dans le même temps de 1 seconde, leur longueur sera nécessairement raccourcie, ainsi qu'on peut l'observer dans les trois cas illustrés ci-contre.

en-ciel se trouvent en ordre de fréquences croissantes depuis le rouge jusqu'au violet.

Nous pouvons admettre, en conclusion, que l'éther entre en vibration sous l'action des oscillations lumineuses ou autres radiations, tout comme l'air le fait pour des vibrations sonores.

LONGUEUR D'ONDE

Ayant observé la vitesse à laquelle se déplacent les ondes, il est possible de déterminer, pour une certaine fréquence ou nombre de hertz (cycles par seconde), le chemin parcouru pendant un cycle entier (**figure 8**). La mesure ainsi obtenue peut également servir à identifier cette oscillation déterminée et prend le nom de **longueur d'onde.**

Connaissant une fréquence en hertz, la longueur d'onde correspondante s'obtiendra simplement en divisant la vitesse de propagation (300 000 000 mètres à la seconde) par la fréquence:

$$\text{Longueur d'onde (en m)} = \frac{\textit{Vitesse de propagation}}{\textit{fréquence en hertz}}$$

$$= \frac{\textit{fréquence}}{300\,000\,000}$$

En figurant par λ (Lambda de l'alphabet grec) la longueur d'onde et par f la fréquence, on pourra écrire:

$$\lambda = \frac{300\,000\,000}{f}$$

Du fait que la vitesse de toutes les ondes électromagnétiques dans l'espace libre est la même, la longueur d'onde diminue quand la fréquence augmente (voir **figure 9**). Connaissant une seule de ces grandeurs, il est possible de trouver l'autre. Ainsi la fréquence f pourra être déterminée si l'on connaît la valeur de λ:

$$f = \frac{300\,000\,000}{\lambda}$$

En appelant T la durée d'une période $\frac{\lambda}{300\,000\,000}$

nous aurons également:

$$\lambda = 300.000.000 \times T.$$

Tout ce qui précède concerne les ondes électromagnétiques.

Dans le cas où nous voudrions procéder de même pour les ondes sonores, il faudra tenir compte de la vitesse de propagation qui n'est pas la même. Ainsi, la vitesse de propagation d'un son dans l'air étant de 340 m par seconde (au lieu de 300 000 000), un son d'une fréquence de 340 hertz aura une longueur d'onde de 1 mètre, tandis que pour une même longueur d'onde électromagnétique, la fréquence serait de 300 Mégahertz (millions de hertz).

Pour l'usage général, les relations pourront ainsi être formulées:

$$\lambda = \frac{V}{f} \qquad V = \lambda f$$

dans lesquelles, f est la fréquence en hertz, λ la longueur d'onde en mètres et V la vitesse de propagation en mètres à la seconde.

TELECOMMUNICATIONS

La découverte des savants est venue satisfaire la nécessité ressentie par les hommes de communiquer avec leurs semblables à de plus grandes distances que celles permises alors par les moyens à leur disposition.

Le télégraphe, qui avait déjà rendu possible l'envoi de messages à des distances importantes, en signaux conventionnels (alphabet Morse), se trouvait surclassé par la radiotélégraphie, particulièrement pour les liaisons à longues distances pour lesquelles elle se révélait immédiatement plus économique tant pour les installations que pour l'utilisation.

Un peu plus tard, avec l'introduction de la radiotéléphonie, la même situation se présentera d'une manière analogue pour le téléphone.

Ce nouveaux systèmes permettaient, d'autre part, de réaliser des communications entre mobiles en mouvement qui ne pouvaient, par conséquent, être reliés

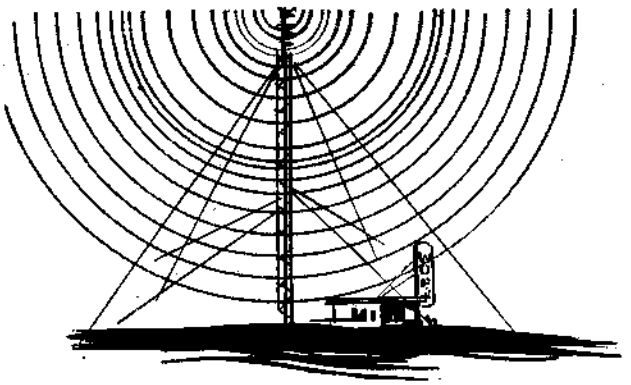


Fig. 10 - Les ondes sonores, ou « informations », par l'intermédiaire de la modulation, sont incorporées — dans l'émetteur — à l'onde électromagnétique (d'où le nom de « porteuse ») jusqu'au récepteur où se produit le processus inverse de celui qui a eu lieu dans l'émetteur. Près de l'émetteur, un élément spécial — « l'antenne » — rayonne les ondes électromagnétiques dans l'espace.

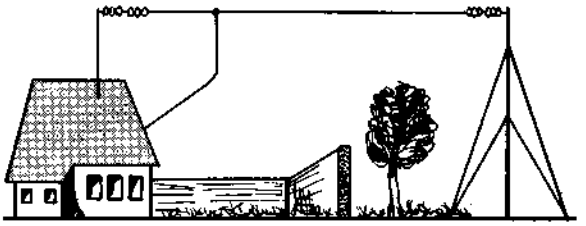


Fig. 11 - Les ondes électromagnétiques émises dans l'espace sont captées au moyen d'une antenne de réception.

par des conducteurs (par exemple: les navires, les avions, etc...).

Les vibrations caractéristiques des sons et de la voix, transmises par l'air, permettent une communication à distance, mais, comme nous l'avons vu, elles subissent, dans le milieu ambiant, un certain amortissement qui limite considérablement la portée utile de telles transmissions. Mais, alors que l'air est nécessaire pour transmettre à distance les oscillations sonores, les oscillations de fréquence plus grande — les ondes électromagnétiques — utilisent non plus l'air comme milieu de propagation, mais l'éther et, étant donné que celui-ci n'amortit pratiquement pas ces oscillations, (un amortissement existe toutefois, mais pour d'autres causes), la vitesse de propagation et la portée de liaisons se trouvent considérablement accrues.

Les vibrations sonores — transformées préalablement en variations de nature électrique — peuvent être incorporées, d'une certaine façon, aux oscillations électromagnétiques, c'est ce que nous verrons en détail dans une prochaine leçon. Pour l'instant, il suffit simplement de se rappeler qu'un tel procédé technique est désigné sous le terme de **modulation.** L'onde ainsi « modulée » assume la mission particulière de porter l'information reçue d'un point à un autre, d'où le nom, maintenant usuel, **d'onde porteuse.**

Nous avons donc une production — œuvre de l'homme — d'ondes électromagnétiques et une transformation de celles-ci dans le but d'obtenir une utilisation plus complète et meilleure. Nous pouvons ainsi comprendre combien il est important d'étudier et de connaître le comportement de telles ondes dans l'éther.

En allumant une lampe électrique, nous envoyons dans l'espace des radiations lumineuses. A la distance d'un mètre, de deux mètres, de trois mètres et plus, nous pourrons toujours apercevoir la lumière et les objets éclairés par elle. Nous disons couramment que nous voyons ce qui est situé dans le champ illuminé.

De même, nous avons également un **champ** dans le cas des ondes électromagnétiques: nous pouvons dire, par suite, que celui-ci est à la base des phénomènes électriques que nous nous proposons d'étudier. Le champ, dans ce cas, n'est pas visible et nous pouvons seulement, avec difficulté, déterminer sa présence et son action et, ce qui est le plus important, prévoir son comportement. Par conséquent, nous savons qu'en un point on peut enregistrer un effet dont la cause se trouve en un autre point, étant donné que ces deux points se trouvent placés *dans un même champ,* sans que, pour cela, nous puissions découvrir aucun lien visible entre eux.

Nous avons jusqu'ici défini l'onde particulière qui nous intéresse, comme étant des vibrations électromagnétiques: Il convient maintenant de faire observer que le terme « électromagnétique » résulte de l'accouplement des adjectifs « électrique » et « magnétique »; en d'autres termes, les ondes dont nous nous occupons sont ainsi définies parce qu'en réalité, elles comportent un champ électrique et un champ magnétique. Pour l'ensemble, nous pouvons donc parler de champ électromagnétique et d'onde électromagnétique.

Dans cette étude initiale, il serait prématuré d'entreprendre l'étude de la nature de ces deux champs. Pour une bonne compréhension de ces phénomènes il convient, avant tout, de voir ce qu'est l'électricité, comment elle se crée, comment elle se comporte et quelle est sa nature. C'est ce que nous ferons très rapidement, dès le prochain numéro.

Nous indiquerons encore que les ondes électromagnétiques sont émises dans l'éther au moyen d'un dispositif spécialement imaginé pour assurer une meilleure diffusion: il s'agit d'un système rayonnant (voir **figure 10**) communément appelé **antenne** (d'émission).

Un élément analogue est placé au point de réception (**figure 11**): sa fonction est inverse; ici l'antenne (de réception) a pour effet de recueillir (capter) l'énergie électromagnétique qui se trouve dans l'espace environnant, en provenance — par effet de la propagation — de l'émetteur, sous forme d'ondes.

L'énergie importante qui peut être aujourd'hui envoyée dans l'espace, sous forme d'ondes électromagnétiques, ainsi que la possibilité pour des récepteurs modernes d'être influencés par ces ondes, même à grande distance (sensibilité), a conduit à supprimer l'antenne de

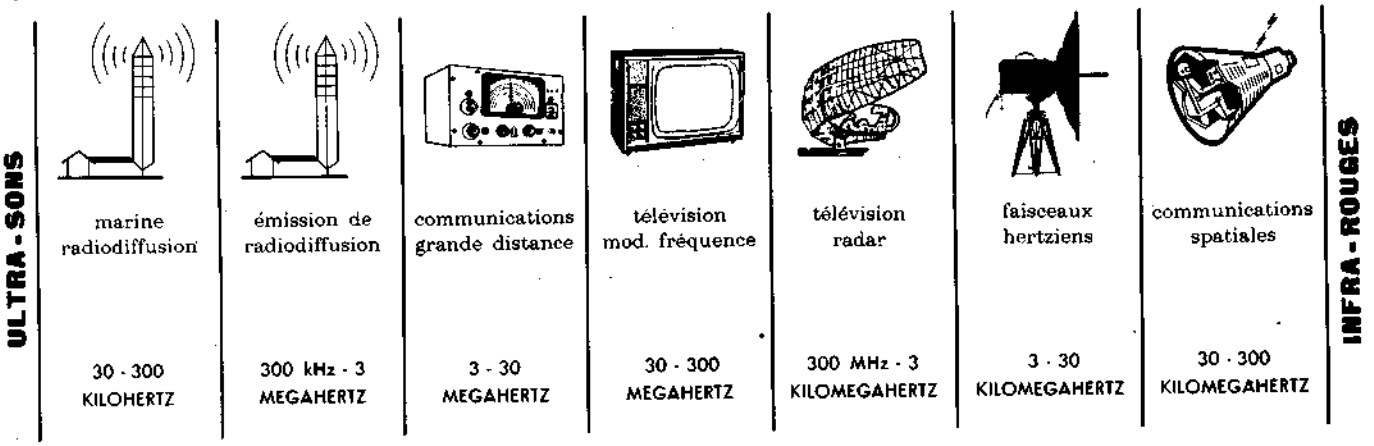


Fig. 12 - Dans l'immense domaine des oscillations, après les ultra-sons, commencent les ondes hertziennes qui ne représentent, évidemment, qu'une partie de spectre des oscillations électromagnétiques. Dans la technique des télécommunications, les ondes hertziennes trouvent des applications différentes selon leur fréquence (leur longueur d'onde), comme le montrent ces illustrations. Leur domaine finit là où commence celui des rayons infra-rouges.

réception telle qu'elle est représentée sur la figure 11, ceci dans la majorité des cas. A sa place, l'antenne est simplement constituée par un fil conducteur de faible longueur et, quelquefois — comme nous le verrons — directement incorporé à l'appareil récepteur.

L'ONDE HERTZIENNE

Nous avons dit que les oscillations de 20 hertz à 15 000 Hz (15 kHz) environ sont appelées sonores, ou de Basse Fréquence (si elles sont électriques); celles allant de 15 000 Hz à 30 000 Hz sont les ultrasons et enfin, à partir de 30 000 Hz commencent les oscillations électromagnétiques.

Les ondes électromagnétiques présentent une gamme très étendue de fréquences; elles s'étendent (*) de 30.10^3 Hz (30 kHz) à 3.10^{22} Hz, produisant des manifestations physiques variées ainsi qu'il apparaît dans le tableau suivant:

Ondes Hertziennes	de	30.10^3	à 3.10^{12} Hz
Rayons infra-rouges	de	75.10^{10}	à 37.10^{13} Hz
Lumière visible	de	37.10^{13}	à 75.10^{13} Hz
Rayons ultra-violets	de	75.10^{13}	à 3.10^{16} Hz
Rayon X	de	3.10^{16}	à 6.10^{19} Hz
Rayons Gamma	de	6.10^{19}	à 3.10^{22} Hz
Rayons Cosmiques	au-delà de		3.10^{22} Hz

Comme on le voit, les ondes qui concernent directement les communications par radio, les *ondes hertziennes*, ne constituent qu'une petite partie du spectre entier des rayonnements électromagnétiques. Malgré cela, leur comportement varie considérablement dans des plages de fréquences relativement petites à l'intérieur de cette gamme (**figure 12**). Ces différences ont conduit à répartir les dites ondes en divers groupes, qui par convention internationale ont été classés comme suit:

Ondes Hertziennes

Ondes kilométriques	moins de	0,3	MHz	(plus	de	1.000	m)
Ondes hectométriques	de 0,3	à 3	MHz	(de	1.000	à	100	m)
Ondes décamétriques	de 3	à 30	MHz	(de	100	à	10	m)
Ondes métriques	de 30	à 300	MHz	(de	10	à	1	m)
Ondes décimétriques	de 300	à 3000	MHz	(de	1	à	0,1	m)
Ondes centimétriques	de 3000	à 30000	MHz	(de	0,1	à	0,01	m)
Ondes millimétriques	de 30000	à 300000	MHz	(de	0,01	à	0,001	m)

Pour l'utilisation pratique des appareils récepteurs, on a recours à une répartition plus restreinte, les dénominations universellement adoptées sont les suivantes:

Ondes longues	de 0,15	à 0,3	MHz	(de	2.000	à	1.000	m)
Ondes moyennes	de 0,52	à 1,6	MHz	(de	576	à	187	m)
Ondes courtes	de 3	à 30	MHz	(de	100	à	10	m)
Ondes ultracourtes	de 30	à 300	MHz	(de	10	à	1	m)

En terminologie radio usuelle, toute la gamme de ces fréquences est appelée **radio fréquence**, ou encore, par opposition à la « Basse Fréquence déjà définie, **Haute Fréquence** (en abrégé **H.F.**).

Nous indiquerons, dans notre 3e leçon (voir **tableau 4**) une autre classification des ondes hertziennes, avec références aux abréviations employées en langue anglaise. comme V.H.F. et U.H.F., qui, en raison de l'influence

(*) Au cours de l'étude de la radio, soit en technique, soit en pratique, nous rencontrons certaines valeurs représentées par un nombre tellement grand (ou si petit) qu'il serait très malaisé de l'écrire en entier; pour remédier à cela, on utilise très souvent les **puissances** d'un nombre.

La puissance est constituée d'une « base » et d'un « exposant ». Il est entendu que le nombre de base doit être multiplié par lui-même autant de fois que l'indique le chiffre de l'exposant. Par exemple: 10^2 (10 est la base et 2 l'exposant) signifie: produit du nombre 10 par lui-même (c'est à dire $10 \times 10 = 100$). De même, 10^3 donne $10 \times 10 \times 10 = 1.000$, et ainsi de suite.

Quand l'exposant est 2, on dit encore que le nombre est élevé « au carré »; quand il est 3, qu'il est élevé « au cube ».

La puissance peut également servir à indiquer un nombre très petit. Dans un tel cas, l'exposant est négatif; il est précédé du signe moins (—). La puissance, dans ce cas, simplifie l'écriture des chiffres décimaux avec plusieurs zéros; la valeur indiquée correspond au résultat d'une division du chiffre 1 par la puissance.

Ainsi, par exemple, 10^{-5} (lire 10 puissance moins 5) correspond à:

$$\frac{1}{10^5} = \frac{1}{10 \times 10 \times 10 \times 10 \times 10} = \frac{1}{100\,000} = 0{,}00001$$

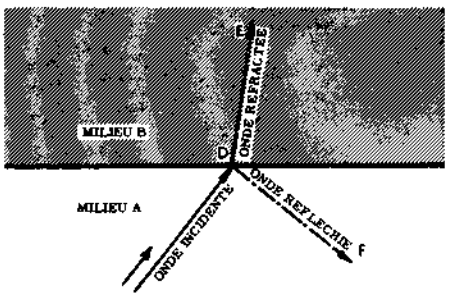


Fig. 13 - Une onde incidente rencontrant un corps solide (D) peut être réfléchie (F). En passant d'un milieu A dans un milieu B elle peut être réfractée (E).

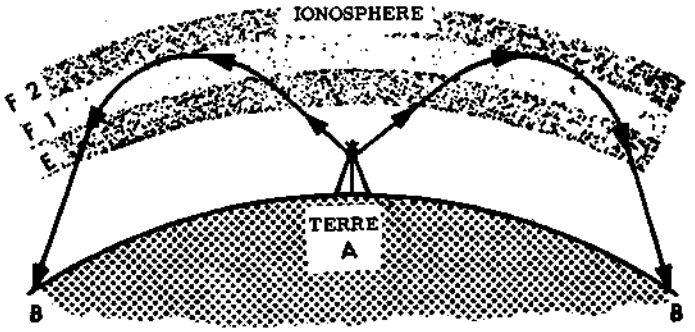


Fig. 14 - Les ondes qui parviennent à l'ionosphère seront souvent réfractées et, par suite de ce changement de direction (à partir de E et F1 - F2), pourront retourner vers la Terre permettant une liaison à longue distance entre A et B.

mondiale de la technique américaine, deviennent d'un usage courant, même dans notre pays.

COMPORTEMENT DES ONDES HERTZIENNES

Réflexion

Les ondes radioélectriques peuvent être **réfléchies** par les corps solides. Aux fréquences élevées (ondes courtes), les ondes sont immédiatement réfléchies par n'importe quel corps solide qu'elles rencontrent; tandis qu'aux fréquences basses (ondes longues), la réflexion se produit plus difficilement, étant donné que le plus grand nombre des corps solides rencontrés sont petits par rapport à la longueur d'onde elle-même.

La terre réfléchit les ondes de toutes les fréquences.

Le phénomène de réflexion de la lumière sur les miroirs ou les objets brillants et celui de la réflexion du son, appelé « écho », sont bien connus. La réflexion des ondes radioélectriques est en tout point semblable.

La réflexion se produit parce qu'une onde électromagnétique incidente crée des « courants » dans le corps qu'elle frappe, et ces « courants » agissent comme de minuscules sources d'ondes électromagnétiques qui, à leur tour, retransmettent l'onde incidente. C'est la raison pour laquelle les matériaux appelés « bons réflecteurs » sont ceux dans lesquels il est facile d'induire de tels « courants ».

Réfraction

Au cours de leur rayonnement, les ondes électromagnétiques peuvent également subir le phénomène de **réfraction.** Les deux phénomènes ci-dessus sont schématisés sur la **figure 13.**

La réfraction n'est autre chose qu'un changement dans la direction des ondes quand elles passent d'un milieu à un autre. On sait que la lumière est réfractée par le verre et l'eau; il en est de même pour les ondes qui traversent deux milieux différents, ayant des conductibilités différentes comme, par exemple, deux couches d'air ayant des densités différentes.

Ces couches d'air électriquement chargées, qui sont situées très au-dessus du sol, ont des caractéristiques différentes de celles de l'air qui se trouve immédiatement au-dessus du sol. Elles constituent la « ionosphère » qui se trouve à 100 km d'altitude et s'étend jusqu'à près de 300 km. Les ondes radioélectriques qui atteignent l'ionosphère sont réfractées et elles peuvent être déviées au point de retourner vers le sol. De telles ondes, qui sont appelées parfois « ondes réfléchies » retournent au sol à grande distance de l'émetteur (voir **figure 14**) et rendent ainsi possibles les communications à grande portée.

Diffraction

Parlons, enfin, de la **diffraction.**

Parce que l'expression « diffraction » ressemble à « réfraction » et parce que les deux phénomènes indiquent une inflexion dans la direction de l'onde radioélectrique, il est facile de confondre ces deux termes. Toutefois, nous pouvons éclaircir les idées en disant que diffraction signifie que les ondes sont *déviées autour* d'un corps situé sur leur parcours, tandis que réfraction indique que les ondes voient leur direction modifiée quand elles *traversent* deux milieux de conductibilité différente.

Les ondes diffractées ne passent jamais à travers le corps qui les diffracte, tandis que cela se produit en cas de réfraction.

Un exemple de diffraction est donné par la déviation des ondulations de l'eau autour d'un objet immergé. La diffraction des ondes radioélectriques est en tout point semblable.

Les montagnes, ou autres gros obstacles rencontrés pendant le parcours, créent ce qu'on appelle une « zone d'ombre »; mais une petite fraction de l'onde peut être déviée dans cette zone grâce à la diffraction. La diffraction des ondes radioélectriques est plus prononcée aux fréquences basses, tandis que les fréquences élevées subissent, seules, une légère déviation. Ces propriétés ont rendu possible la réalisation des « radars » qui utilisent des ondes de fréquences très élevées dirigées vers la cible et réfléchies par cette dernière en ligne droite. Si, par contre, les ondes étaient diffractées autour du but, nous aurions un phénomène d'échos dans la zone d'ombre et le fonctionnement du radar serait imprécis.

Leçon n° 2

OUTILLAGE et ACCESSOIRES de CABLAGE

Dans la réalisation d'appareils radioélectriques, on trouve certains éléments qui ont la particularité d'être communs à la quasi totalité des appareils. On peut dire la même chose en ce qui concerne les outils nécessaires aux opérations de montage, aux réparations, etc.

En excluant pour le moment, ce qui est véritablement la pièce détachée radio — que nous rencontrerons et analyserons en détail par la suite — nous citerons, en premier lieu, les **conducteurs,** qui jouent un rôle très important dans tout le domaine de l'électronique.

Ce sont les conducteurs (ou fils électriques, comme on les appelle quelquefois) qui, comme leur nom l'indique, **conduisent** l'électricité et permettent de relier les différents organes constituant l'appareil. Dans cet emploi particulier, ils sont baptisés *connexions* et il est facile de deviner que la rupture ou l'omission d'une seule connexion peut compromettre d'une manière importante, parfois vitale, le fonctionnement d'un ensemble tout entier.

Les conducteurs sont, en outre, partie intégrante et prépondérante de diverses pièces détachées. On réalise avec eux les transformateurs, les résistances, les diverses bobines et autres organes que nous examinerons également.

Les caractéristiques que doivent présenter les conducteurs électriques peuvent varier suivant leur utilisation. Ainsi, il est parfois nécessaire qu'ils soient bons conducteurs de l'électricité, tandis que dans certains cas, ils doivent être tout le contraire (ils doivent présenter un certain obstacle au passage du courant, c'est-à-dire une *résistance*).

On peut avoir besoin de conducteurs rigides ou souples, de fortes ou de faibles sections, simples ou multiples, nus ou isolés (c'est-à-dire protégés par un matériau de caractéristique électrique opposée à la leur, un *isolant*), de section ronde ou carrée, etc.

Le radiotechnicien devra très souvent dans son métier, enrouler ou dérouler, sectionner ou réunir, tendre, isoler, repérer ou calculer des conducteurs de toutes sortes. Pour cela, il devra disposer d'un certain nombre d'outils qui lui seront indispensables. Ainsi, le radiotechnicien devra se procurer un équipement minimum lui permettant de faciliter grandement son travail futur.

OUTILLAGE DIVERS

Nous n'entendons pas nous étendre sur la description des outils connus de tous, mais il sera nécessaire de mentionner brièvement ceux qui sont spécialement adaptés aux besoins des radiotechniciens.

Les **pinces** dont on pourra avoir besoin, seront choisies de formes diverses: par exemple, à bouts ronds, particulièrement utiles pour replier l'extrémité d'un fil de câblage; à bouts plats (striés ou lisses à l'intérieur); à bouts pointus, recourbés. Il est, enfin, indispensable de posséder des **brucelles** semblables à celles utilisées par les philatélistes, qui sont particulièrement utiles pour maintenir les extrémités des fils de câblage dans la position voulue pendant la soudure. La **figure 1** illustre deux types de pinces parmi les plus courantes, la **figure 2,** montre les brucelles.

Un autre outil important est la **pince coupante** qui permet de couper nettement un conducteur à la longueur désirée. Il en existe de grandes, capables de couper un câble d'acier de gros diamètre et de petites, destinées uniquement à sectionner des conducteurs de faible diamètre; le choix du type sera fait de telle sorte que la coupe effectuée ne soit pas préjudiciable à son fonctionnement.

Un modèle de pinces coupantes est illustré par la **figure 3.**

Les ciseaux sont également utiles; ceux employés en radio sont d'un type assez court et robuste (**figure 4**); ils présentent la particularité de posséder une entaille — visible sur la figure — qui leur permet de sectionner les conducteurs à la manière d'une pince coupante.

Le **tournevis** figure également parmi les outils indispensables (**figure 5**); il en existe divers modèles à plusieurs dimensions et il conviendra d'en posséder une série complète avec manche isolant.

Il est, en outre, utile de disposer de deux ou trois modèles très longs (environ 20 cm) avec une tige fine, capable d'atteindre les vis au milieu de divers éléments encombrants fixés au chassis, évitant ainsi de démonter ces éléments.

Un type de tournevis indispensable au radiotechnicien est réalisé entièrement en matière isolante; il sert uniquement pour la mise au point (alignement) des récepteurs de radio, car, étant constitué de matière isolante, (voir **figure 6**), il évite certains phénomènes qui seront décrits par la suite. Il en existe de différentes

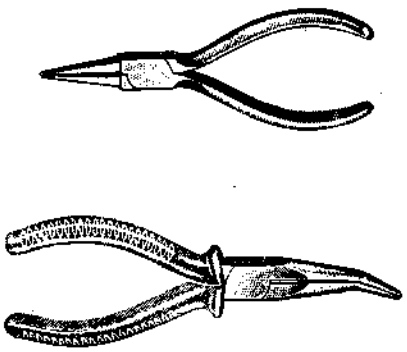


Fig. 1 - Deux types de pinces pour le travail du radiotechnicien: les pinces rondes, utilisées pour faire des boucles aux extrémités des fils de câblage et celles à bouts recourbés pour atteindre les écrous difficilement accessibles.



Fig. 2 - Les brucelles pour l'exécution des connexions.

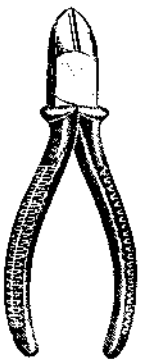


Fig. 3 - Les pinces coupantes, servant à couper les fils de câblage.

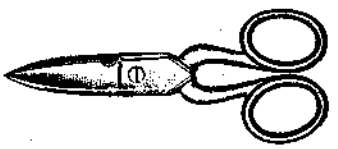


Fig. 4 - Les ciseaux d'électricien. Remarquez la fente qui sert à couper les petits fils.

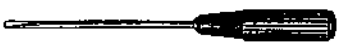


Fig. 5 - Un type classique de tournevis de moyenne dimension. L'isolement du manche est nécessaire, comme il l'est d'ailleurs pour les pinces, car il permet d'accéder aux organes sous tension.

formes suivant l'emploi que l'on désire en faire (réglage des noyaux des bobines, des ajustables, etc.).

La **clé à tube** est un outil semblable au tournevis, avec la seule différence qu'à son extrémité, à la place de la pointe, se trouve une cavité de forme hexagonale qui s'adapte exactement à un écrou. On trouve dans le commerce des séries complètes allant d'un diamètre minimum de 3 mm, à un maximum de 15 mm, et il en existe également d'autres comportant un manche unique auquel peuvent se fixer des extrémités interchangeables de diverses dimensions (voir **figure 7**). D'autres, encore, ont un dispositif spécial, permettant de visser ou dévisser l'écrou tout en tenant l'outil incliné par rapport à l'axe de l'écrou et du boulon.

Le **tournevis à pression** est un outil particulièrement utile pour mettre en place la vis, quand l'espace disponible est insuffisant pour que la main de l'opérateur puisse passer. Il consiste en un tournevis ordinaire muni d'un système, actionné au moment opportun par un ressort, qui retient la vis à l'extrémité de l'instrument, tant que l'opérateur ne la libère pas (voir **figure 8**).

Les **clés hexagonales** (dites clés anglaises) fixes ou réglables sont suffisamment connues pour qu'elles fassent partie de l'outillage nécessaire dans un laboratoire radiotechnique.

Ces outils, répétons-le, se trouvent en formes et dimensions diverses dans le commerce. Ils devront être choisis par l'utilisateur en fonction du type de travail qu'il aura à faire.

Un outil important est la **pince à dénuder,** semblable à une pince coupante, mais munie d'un arrêtoir spécial (**figure 9**). Sa fonction, comme son nom l'indique, est d'enlever l'isolant qui entoure certains types de conducteurs, pour pouvoir en fixer une extrémité à un élément, par vis ou par soudure. Elles sont réglées de telle manière que la partie tranchante arrive juste au contact de la partie métallique du conducteur, sans l'entailler. A ce point intervient l'arrêtoir, et il suffit de tirer pour enlever l'isolant sur la longueur voulue.

Pour faire une description complète de tous les outils de laboratoire, il faudrait disposer d'une place beaucoup plus importante; c'est pourquoi, chaque fois que l'occasion se présentera, nous décrirons les outils les mieux adaptés au laboratoire radiotechnique, tant pour les dépannages, que pour la construction de prototypes ou d'appareils de série.

Le FER à SOUDER et les SOUDURES

Un outil de très large utilisation, soit pour faire les reparations soit pour réaliser des montages nouveaux, est le **fer à souder.** On utilise toujours, en pratique, un fer à souder électrique qu'il est possible de trouver en divers modèles.

Le fer à souder doit permettre les opérations de soudure à l'étain, qui ont pour but de réunir deux ou plusieurs conducteurs entre eux ou aux divers éléments constitutifs de l'appareil. Parce qu'il est d'un emploi fréquent, le fer à souder devra évidemment réunir, entre autres caractéristiques, des qualités de durée et de sécurité de fonctionnement

Normalement, dans le commerce, les modèles peuvent se classer en fers à souder proprement dits, de forme classique, et en pistolets soudeurs.

Les premiers sont constitués d'une masse de cuivre (panne) chauffée indirectement par une résistance reliée à une prise de courant électrique (généralement le réseau lumière). Le chauffage est permanent, en ce sens que, soit au moment de la soudure, soit pendant les intervalles, le fer à souder reste relié en permanence au courant et, naturellement, consomme de l'énergie qu'il dissipe en chaleur. Toutefois, il n'est pas pratique d'interrompre l'arrivée du courant à un tel fer, car, étant doté d'une importante inertie thermique, il faudrait attendre chaque fois un long moment pour lui permettre de retrouver sa température de fonctionnement.

Un tel modèle convient donc pour les travaux continus, quand les opérations de soudure sont fréquentes et nombreuses, (par exemple montage en série de récepteurs ou des parties de ceux-ci, etc.). Mais, même dans ce cas, il faut éviter un excès de chaleur, qui a pour



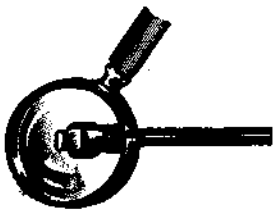


Fig. 6 - Un tournevis entièrement en matière isolante est indispensable pour le réglage ou la mise au point des appareils. Il évite les perturbations provoquées par l'approche de masses métalliques.

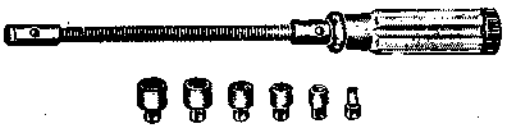


Fig. 7 - Clé à tube avec son jeu de têtes interchangeables. Elle est très utile dans toutes les opérations de montage, ou de démontage, pour serrer à fond les écrous.



Fig. 8 - Tournevis spécial pour placer les vis dans des endroits difficiles. La vis est maintenue tant que l'opérateur ne la libère pas.

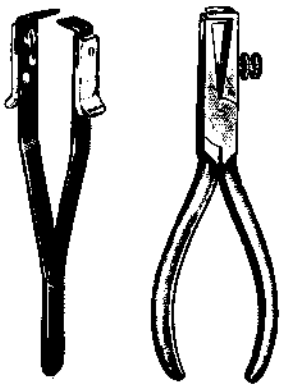


Fig. 9. - Deux pinces à dénuder; elles servent à la préparation des fils de câblage, en dénudant l'extrémité des fils isolés.

effet d'oxyder rapidement la pointe du fer; dans ce but, certains fers à souder sont munis d'un *thermostat* ou d'un dispositif interrupteur automatique fonctionnant entre des limites déterminées de température.

La **soudure à l'étain** est à la base de toutes les applications électroniques parce qu'elle permet la réalisation de jonctions entre conducteurs, ou entre ceux-ci et les autres éléments, avec la plus grande rapidité et le maximum de sécurité dans le contact. Cette opération de soudure consiste à rapprocher les parties à souder, jusqu'à ce qu'elles se touchent, et à noyer les parties en contact dans une goutte d'étain en fusion qui, dès qu'il s'est refroidi, constitue un lien unissant les diverses parties en un corps unique, ceci particulièrement au point de vue électrique.

La dénomination « *étain* » est employée d'une façon impropre car, en réalité, il ne s'agit pas d'étain pur, mais bien d'un alliage de ce métal avec du plomb, en général dans les proportions respectives de 60% et 40%, un tel alliage ayant été choisi uniquement parce qu'il est la combinaison permettant d'obtenir la température de fusion la plus basse, sans compromettre les résultats. Cet alliage est réalisé commercialement sous deux formes principales: l'étain en bâtonnet et l'étain préparé. Le premier se présente sous la forme d'une baguette d'alliage brut que l'on prélève par gouttes, l'autre est constitué par un fil d'un diamètre compris entre 1 et 4,5 mm obtenu par tréfilage. Ce dernier (voir **figure 10**) est le plus utilisé car il permet d'obtenir de bonnes soudures avec le maximum de facilité.

Il est nécessaire de considérer avec attention le comportement de l'alliage suivant sa teneur en étain, spécialement dans le cas de soudures délicates et rapides (radio, téléphone, télévision...). Dans ce cas, le point de fusion peu élevé de l'alliage et le faible intervalle de température pendant lequel il reste à l'état pâteux, permettent d'obtenir, avec le maximum de rapidité, des soudures se solidifiant en peu de secondes tout en présentant une surface brillante et homogène.

TABLEAU 1

POINT DE FUSION ET CHOIX DE L'ALLIAGE EN FONCTION DE L'UTILISATION

Alliage Etain Plomb	Point de Fusion	Etat Pâteux (Intervalle de température)	Utilisation
20/80	290°	97°	Lampes électriques, accumulateurs, dynamos.
33/67	253°	70°	Moteurs électriques, lampes électriques, électromécanique.
40/60	238°	55°	Equipement électrique en général et travaux variés.
50/50	212°	32°	Radio, téléphonie appareillage général.
60/40	188°	9°	Radio, télévision, instruments électriques délicats.
70/30	186°	7°	Usages spéciaux téléphonie.

L'alliage 60/40, dont la composition se rapproche le plus de celle eutectique est le plus recommandable, comme précédemment expliqué.

Pour l'utilisation de la soudure en fil, les fers à souder devront être dimensionnés de telle sorte que la température de leur panne se maintienne, aussi bien pendant le travail que dans les intervalles, de 30 à 50° plus élevée que celle du point de fusion de l'alliage utilisé. Une température plus élevée produit une usure rapide de la panne par la fonte du cuivre qui, formant alors alliage avec l'étain, modifie les caractéristiques de la soudure et la rend terne à la surface.



Fig. 10 - Soudure tubulaire avec âme décapante.

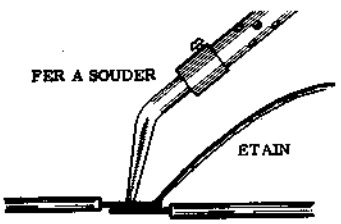


Fig. 11 - Le procédé le plus rapide pour souder deux conducteurs consiste à les rapprocher parallèlement sur une courte distance et à les recouvrir de soudure

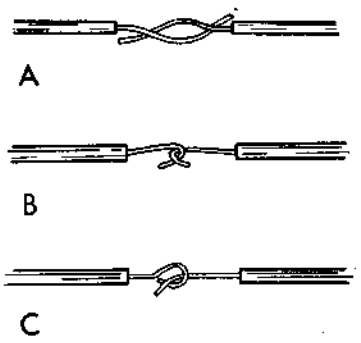


Fig. 12 - Parfois, il est nécessaire que la jonction des conducteurs présente également une bonne résistance aux efforts mécaniques: dans un tel cas, le deux fils peuvent être d'abord torsadés comme en A, B ou C, puis soudés.

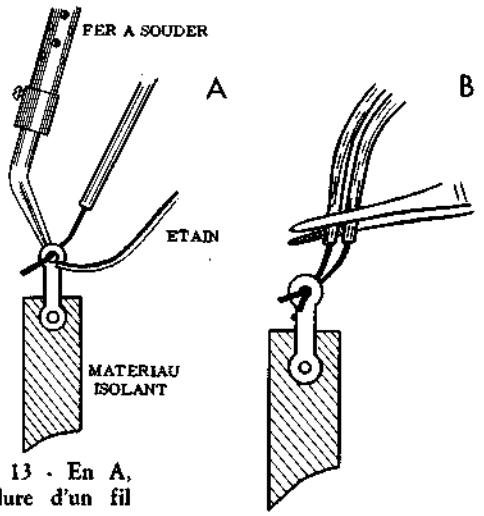


Fig. 13 - En A, soudure d'un fil sur une cosse relais: en B, soudure de deux fils sur la même cosse.

Une température trop basse au contraire, diminue la rapidité de la soudure avec risque d'avoir une « *soudure froide* » (soudure qui, bien que paraissant normale, est en réalité mauvaise et peu sûre, car la fusion n'a pas incorporé les éléments à réunir).

Pour ces raisons, il sera bon de vérifier fréquemment la panne du fer, afin qu'elle ne soit ni trop longue, ni de section trop petite et, par suite, inapte à fournir la chaleur nécessaire pour réussir une bonne soudure. Au contraire, une panne courte et large donne une température trop élevée.

Le diamètre du fil de soudure devra toujours être proportionné à la surface de la soudure à exécuter. Avec de telles précautions, on obtiendra des soudures plus rationnelles, évitant un volume excessif et la chute de gouttes. Pour utiliser correctement la soudure en fil, il est nécessaire d'employer le système classique, c'est-à-dire fil et fer à souder, placés en même temps sur le point à souder.

Pour faire une bonne soudure, en plus du fer à souder et de l'alliage décrits plus haut, il faut encore un produit accessoire, dénommé « *pâte à souder* », dont le rôle est de faciliter la répartition uniforme de l'étain sur la surface à souder, tout en évitant l'oxydation produite par la température assez élevée du fer à souder. La composition de cette pâte est à base de colophane (vulgairement appelée résine), et, dans le cas de l'alliage actuellement le plus utilisé, elle est incorporée dans le fil de soudure en son centre dans la proportion de 2 à 2,5% du poids total.

Au moment de la soudure, le coefficient de dilatation de la résine étant plus grand que celui de l'alliage, dès que le fil d'étain entre en contact avec la panne, la résine devient semi-liquide, sort de son canal et se répand sur la surface à souder qui est ensuite immédiatement recouverte par le métal en fusion, qui se solidifie dès qu'on éloigne la source de chaleur.

Dans la technique de la soudure, il est bon d'avoir toujours présent à l'esprit ce qui vient d'être dit plus haut; en particulier qu'il faut toujours souder en *appliquant l'étain sur la pièce préalablement chauffée par le fer et non pas déposer l'alliage sur la panne* du fer à souder pour la porter ensuite sur la partie à souder. En effet, dans le premier cas, la résine s'étend sur les pièces à réunir et facilite la soudure, tandis que dans le second cas elle brûle et s'évapore sur la pointe de la panne pendant le temps nécessaire pour porter celle-ci sur le point voulu. Il faut, en outre, retenir que pour éviter de faire des soudures « froides ou sèches » (c'est-à-dire non amalgamées aux parties à réunir) il est nécessaire que les pièces atteignent la température de l'alliage, afin de permettre sa distribution uniforme. Pour cela, il faut avant tout poser le fer sur la partie à souder et, ensuite, mettre l'étain en contact avec celle-ci; de la sorte, la soudure se liquéfie, non sous l'action directe de la panne du fer, mais par transmission de la chaleur à travers la pièce à souder.

Etant donné que le lecteur aura sous peu l'occasion de mettre en application les quelques conseils énoncés ci-dessus, il nous paraît utile de nous étendre plus particulièrement sur les méthodes à employer pour la soudure des fils. En effet, le travail de montage d'appareils de radio consiste essentiellement à en faire le «câblage», c'est-à-dire à souder un certain nombre de fils, de câbles et de conducteurs en tous genres.

Au cours du câblage, il est parfois nécessaire de souder deux ou plusieurs conducteurs entre eux; très souvent, un ou plusieurs fils doivent être soudés à un contact fixe, à une cosse relais ou à une cosse de support de lampe, par exemple.

La **figure 11** montre une méthode employée pour souder un conducteur à un autre, en les plaçant côte à côte sur une longueur de quelques millimètres, après les avoir dénudés et étamés (c'est-à-dire après avoir déposé un peu d'étain sur chaque extrémité). De cette façon, la soudure lie les deux fils entre eux, ce qui assure non seulement un bon contact électrique mais, également, une résistance mécanique suffisante dans bien des cas.

D'autres méthodes peuvent également être employées: nous les avons représentées sur la **figure 12.** Comme



Fig. 14 - Pâte pour faciliter la soudure.

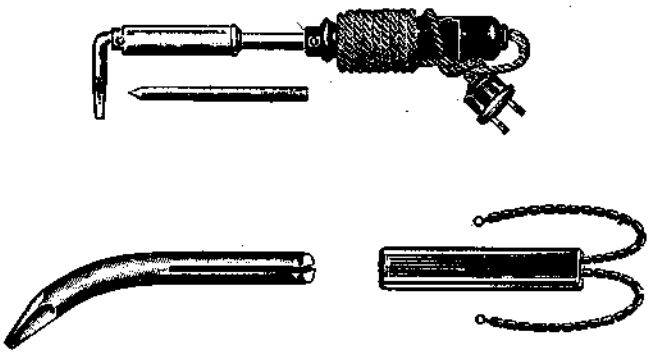


Fig. 15 - Fers à souder à résistance et types de pannes interchangeables.

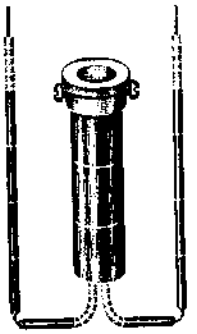


Fig. 16 - Résistances de chauffage pour fer à souder. Le type plat est placé dans la fente de la panne figurée à côté; le type cylindrique reçoit la panne en son centre.

on le voit, les extrémités des fils peuvent être torsadées, comme en **A**: ou bien, repliées pour former deux crochets, comme en **B**; ou bien encore, une des extrémités peut être façonnée en une boucle dans laquelle on introduit l'autre fil, comme en **C**. Dans ces trois cas, la soudure permet non seulement d'obtenir un excellent contact électrique, mais elle offre une résistance mécanique plus grande que celle procurée par la méthode décrite au paragraphe précédent (figure 11).

Dans un appareil de radio, on trouve généralement un certain nombre de plaquettes-relais prévues pour réunir plusieurs conducteurs entre eux. Elles sont formées d'une bande de matériau isolant, le plus souvent de la bakélite, portant un certain nombre de « cosses » métalliques perforées. La **figure 13** montre comment on doit opérer pour souder les fils à ces cosses. En **A**, on voit l'extrémité dénudée du fil introduite dans le trou, et la soudure se fait en appuyant la panne du fer à souder d'un côté de la cosse, tandis que l'étain est mis en contact sur l'autre face. En **B**, plusieurs conducteurs aboutissent sur une même cosse et l'on remarquera l'utilisation de brucelles (ou de pinces), pour maintenir les fils en place avant la soudure.

Parfois, plusieurs fils doivent être réunis à une même cosse et, pour les maintenir en place pendant les opérations de soudure, les extrémités des conducteurs sont repliées ou torsadées autour des cosses. Ce procédé, spécialement employé dans les usines pour la construction en grande série, est à déconseiller formellement dans le cas de montages effectués à l'unité par le technicien ou l'amateur. En effet, dans ces réalisations, on peut être amené à devoir dessouder un des fils, et cette opération risque d'être très difficile si le conducteur est maintenu mécaniquement à la cosse.

Il est parfois nécessaire de souder des pièces de dimensions importantes, comme par exemple des plaquettes de laiton ou de cuivre, ou de souder directement un fil d'une certaine épaisseur sur un châssis métallique (à condition qu'il ne soit pas en aluminium). Dans ce cas, la masse étant très grande, il conviendra d'utiliser un fer à souder de dimensions suffisantes pour obtenir, au point voulu, la température nécessaire malgré la perte de chaleur très importante. Il faudra, en outre, aider l'action de la résine contenue dans la soudure par l'adjonction d'une autre résine, ou pâte à souder, qui est vendue séparément en boîte spécialement pour l'usage radio (**figure 14**).

Etant donné les diverses variétés de soudures nécessaires, il convient de disposer de plusieurs fers à souder et de choisir le modèle suivant l'usage que l'on veut en faire. Nous donnerons, ci-dessous, une description sommaire des divers types.

MODELES de FERS à SOUDER

a) Fer à souder classique.

Il consiste en un manche en bois, ou en bakélite, ou de toute autre matière de faible conductivité calorifique, destiné à protéger la main de l'opérateur. A son extrémité est inséré un tube en fer nickelé qui porte, à son tour, une pointe en laiton (droite ou courbée) voir (**figure 15**). Cette pointe, ou « panne », est enfoncée en partie dans le tube de fer, et émerge de quelques centimètres à l'extérieur. La partie enfoncée dans le tube est recouverte d'une matière isolante (généralement du mica), sur laquelle est bobinée la résistance chauffante (en tout point semblable à celle d'un fer à repasser), laquelle est à son tour protégée par un autre revêtement isolant. Sous l'effet du courant électrique, la résistance devient incandescente et transmet sa chaleur à la panne de cuivre, la portant ainsi au bout d'un certain temps, à la température nécessaire pour fondre l'étain.

La quantité de chaleur produite par la résistance doit être proportionnelle à la masse de la panne de cuivre. Une température trop basse donnerait une soudure imparfaite, tandis qu'une température trop élevée provoquerait une oxydation excessive du cuivre.

Il faut noter que le cuivre, à partir d'une certaine température, se combine avec l'oxygène de l'air et se recouvre d'une pellicule d'oxyde (de couleur foncée) très mauvaise conductrice de la chaleur. Pour cette

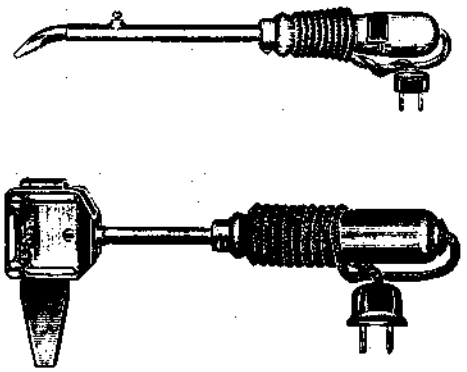


Fig. 17 - Autres modèles de fers à souder à résistance. Celui du bas est de plus forte puissance et permet des soudures plus étendues.

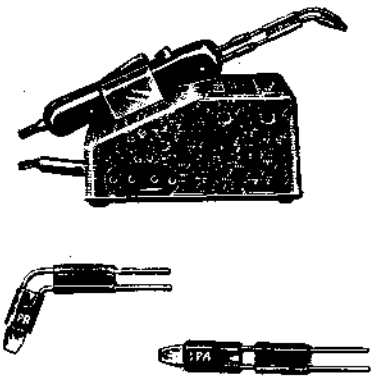


Fig. 18 - Fer à souder à basse tension dont la caractéristique est un chauffage presque instantané. Pourvu de pannes de rechange, il est tout indiqué pour les dépanneurs.

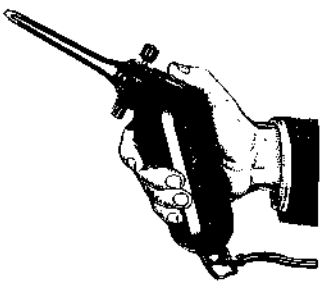


Fig. 19 - Autre type à basse tension, avec réducteur de tension dans le manche.

raison, la panne doit être nettoyée de temps en temps, non pas avec une lime, ce qui l'userait à la longue, mais avec un marteau relativement léger faisant sauter seulement la couche d'oxyde.

Pour retarder au maximum le processus d'oxydation, un bon moyen est celui qui consiste à tenir l'extrémité de la panne constamment recouverte par une mince couche d'étain en fusion, renouvelée de temps en temps. Il ne faudra pas se servir de cet étain pour faire des soudures (absence de résine), mais au moment de souder, on fera un apport de soudure fraîche.

Les résistances de chauffage, qui sont interchangeables, peuvent être de différents types (**figure 16**); le fil résistant est relié à deux vis, fixées dans le manche, desquelles part le cordon électrique relié au secteur.

Les pannes de laiton peuvent être rondes, plates, trapézoïdales... selon les dimensions du fer à souder et l'emploi pour lequel elles sont prévues. La **figure 17** montre deux autres modèles de fers, l'un d'eux servant particulièrement pour faire les « masses ».

Ces fers à souder doivent être continuellement branchés sur le secteur car ils demandent quelques minutes pour atteindre la température de fonctionnement. Ils sont donc indiqués pour les ateliers faisant un travail continu, pour lesquels le facteur temps est d'une importance capitale. Ils sont posés sur un support spécial, généralement en forme de « M » majuscule, qui les maintient en une position telle que la main de l'ouvrier puisse facilement les saisir, tout en écartant suffisamment la partie chaude de la table de travail. Ce petit accessoire a également une certaine importance; sa forme doit être étudiée pour dissiper une partie de la chaleur dégagée par la résistance de chauffage, dans le but de diminuer le phénomène d'oxydation de la panne qui se produit pendant le repos, entre les soudures.

b) Fer à souder instantané

Ce fer à souder, bien que basé sur le même principe d'utilisation que le précédent — fusion de la soudure au contact d'une masse chaude — est d'une conception et d'un usage différents.

Il comporte, avant tout, un réducteur de tension, c'est-à-dire un « transformateur » qui, branché sur le secteur(dont la tension est de 110 ou 220 volts) la réduit à une valeur très inférieure, soit de 6 à 12 volts. (Nous étudierons, bientôt cette unité de mesure électrique, le volt, ainsi que le fonctionnement des transformateurs en général).

Une telle tension, dite « basse tension » est appliquée au fer à souder proprement dit, d'un modèle analogue au précédent, mais dont les dimensions et le poids sont très inférieurs.

La panne est également constitué d'une masse de cuivre, de dimensions plus réduites, laquelle est chauffée de ce fait, en peu de secondes par une résistance enroulée tout autour poussée à l'incandescence sous l'effet du courant électrique.

La différence principale avec le fer à souder normal, réside dans le fait que le fer instantané, bien que toujours relié à une prise de courant, ne fonctionne que quand l'opérateur presse sur un interrupteur situé sur le manche. La tension du secteur est alors appliquée au réducteur de tension et, par la suite, à la résistance chauffante.

Dans ce cas également, l'industrie s'est ingéniée à créer des fers à souder de forme et de type variés, dans le but d'en faciliter l'utilisation et de les adapter aux divers travaux.

Il existe, par exemple, des fers à souder rapides, dans lesquels le réducteur de tension est contenu dans un petit coffret d'où partent deux cordons bifilaires; un des cordons est relié au secteur électrique, tandis que l'autre alimente la résistance du fer à souder. Sur le dessus du coffret est fixé un support très commode pour poser le fer lorsqu'on ne s'en sert pas; la **figure 18** montre un modèle de ce genre.

Une seconde version, visible sur la **figure 19**, est appelée « pistolet soudeur », en raison de sa forme qui rappelle cette arme.

La crosse contient le réducteur de tension et la partie active est constituée, tantôt par une petite

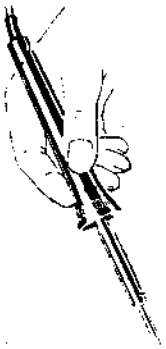


Fig. 20 - Fer à souder à basse tension particulièrement léger.

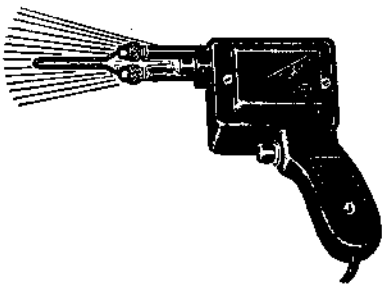


Fig. 21 - Fer à souder à basse tension avec réducteur incorporé et lampe pour éclairer la zone de travail.



Fig. 22 - Fer à souder à basse tension d'une grande légèreté. Il ressemble à un crayon et est indispensable pour souder des pièces délicates ou petites.

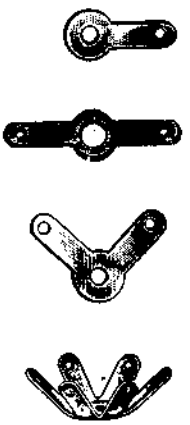


Fig. 23 - Quelques types de cosses pour assemblage, par soudure, des fils de connexions.

masse de cuivre chauffée par une résistance, tantôt par un fil de cuivre de section assez importante, directement chauffé par le passage d'un courant de faible tension mais de *forte intensité*.

Certains types de fer à souder à chauffage instantané, comme par exemple celui de la **figure 20**, présentent la précieuse particularité d'être très légers et maniables et peuvent être comparés à un crayon ou un stylo. Ils ne consomment du courant électrique que pendant la durée de la soudure, soit le temps pendant lequel on presse l'interrupteur pour obtenir le chauffage. L'inertie thermique du métal est telle que le temps de chauffe est à peu près le même que celui de refroidissement.

Un autre avantage, présenté par le fer à souder à chauffage rapide sur le fer normal, réside dans le fait que sa résistance chauffante a une durée beaucoup plus grande. Elle est, en effet, constituée par un petit nombre de tours de fil de nickel-chrome d'assez forte section ce qui la rend moins fragile que la résistance chauffante de l'autre type, faite d'un grand nombre de tours de fil de nickel-chrome également, mais d'un diamètre de quelques centièmes de millimètre.

Par suite de la faible durée des périodes de chauffage, qui ont d'ailleurs toujours lieu en présence d'étain, l'oxydation de la panne se trouve réduite au minimum, avec, pour conséquence, une plus grande durée.

La figure 21 montre encore un type de fer à souder très perfectionné; il est muni d'une petite lampe d'éclairage qui s'allume pendant le chauffage de la panne, c'est à dire en appuyant sur l'interrupteur. Cela ajoute encore aux avantages déjà mentionnés, celui d'éclairer brillamment le point où doit se faire la soudure, ce qui est, parfois, extrêmement utile.

L'extension de la miniaturisation dans le domaine de l'électronique et, par suite, la tendance croissante vers l'adoption de pièces détachées de plus en plus petites, a conduit à utiliser des fers à souder de types spéciaux. Un de ceux-ci est illustré sur **la figure 22**; sa forme, ses dimensions réduites, le font ressembler à un crayon. Ses avantages sont évidents: extrême légèreté et, par suite pas de fatigue pour celui qui l'emploie; possibilité d'atteindre les parties les plus inaccessibles des appareils; rayonnement de chaleur vers les parties environnantes, presque nul; faible consommation, sécurité de fonctionnement et protection de l'usager, puisque ce modèle fonctionne sous basse tension. Un transformateur, réducteur de tension avec secondaire 6 ou 12 volts, est également prévu pour son fonctionnement. Les modèles sont nombreux, mais ils diffèrent surtout par les dimensions de la panne qui est, presque toujours interchangeable. Leur poids est compris entre 7 et 21 grammes et les pannes ont de 1,6 à 5 mm de diamètre. On peut affirmer que ce type de fer à souder est indispensable pour souder les connexions aux transistors (ces nouveaux et minuscules dispositifs amplificateurs dont nous parlerons) et aux pièces qui leur sont associées.

ACCESSOIRES pour le CABLAGE

Le terme « *câblage* » désigne l'ensemble des liaisons électriques entre les divers éléments qui constituent un appareil électronique. Il est réalisé au moyen de fils conducteurs de diverses sortes.

Le câblage réunit divers éléments, que ce soit une *prise*, un *support*, une *douille*, une *cosse relais*, etc. Nous estimons opportun de les décrire, à la seule fin de faciliter au lecteur la compréhension de tout ce qui sera dit par la suite sur le câblage lui-même.

Ces accessoires se divisent en deux catégories principales: ceux qui sont isolés, et ceux qui, ne l'étant pas, seront reliés directement à la masse.

Ainsi que nous le verrons par la suite dans les appareils électriques, certaines connexions sont réunies à la « **masse** », c'est-à-dire au châssis ou bati qui supporte l'appareil tout entier. De telles liaisons peuvent se faire très facilement au moyen de soudures, mais cela est possible seulement quand le châssis est constitué par un métal pouvant être soudé à l'étain, tel que le fer, le cuivre, le laiton, etc... mais non en aluminium ou ses alliages. Dans ce dernier cas, ou bien s'il s'agit de réalisations dans lesquelles le facteur économique peut être négligé au profit de l'esthétique,

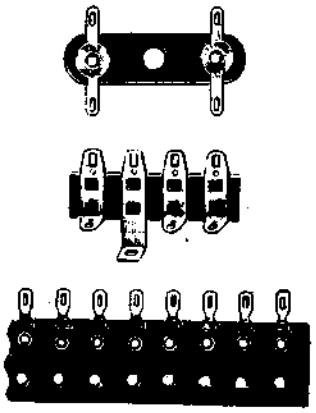


Fig. 24 - Cosses relais pour supporter les fils de câblage. Sur le modèle inférieur, on peut monter de petits éléments.

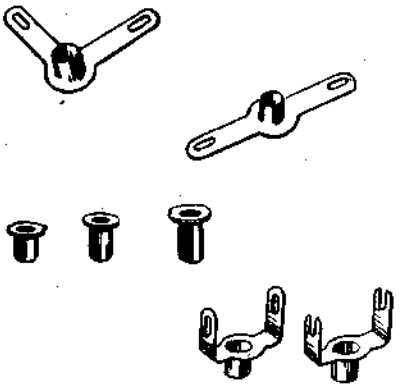


Fig. 25 - Rivets de formes diverses munis de cosses. Ils peuvent être fixés sur le métal ou sur un isolant selon les besoins.

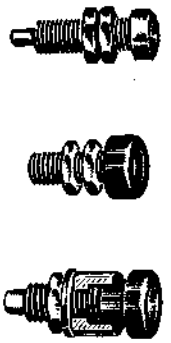


Fig. 26 - Douilles pour fiches bananes, dont une, celle du bas est isolée.

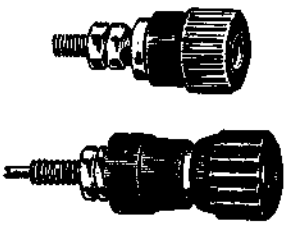


Fig. 27 - Borne normale et borne isolée de sa tige de fixation. Elles permettent des connexions volantes mais sûres. Tout comme les douilles, elles peuvent être de diverses couleurs pour permettre une rapide identification des fonctions.

ou de la perfection du travail, les liaisons à la masse se feront par l'intermédiaire de certains accessoires que nous décrivons ci-dessous.

Cosses. Les cosses sont de petites lamelles de métal du type illustré sur la **figure 23.** Réalisées en cuivre ou laiton nickelé, elles peuvent être soudées à une extrémité et fixées au châssis par vis et écrou de l'autre extrémité percée d'un trou. Il en existe de divers types et dimensions, comme on peut le voir sur la figure, et certaines sont doubles ou en forme d'étoiles, selon que un ou plusieurs conducteurs doivent être réunis au point de masse. Leur rôle est donc de réunir un certain nombre de connexions qui doivent être faites à la masse métallique de l'appareil.

Par contre, dans les cas où les connexions doivent être réunies entre elles, mais en un point isolé de la masse, on utilise les cosses relais, assez semblables à celles décrites plus haut, avec la différence qu'elles sont fixées sur une plaquette de matière isolante (non conductrice de l'électricité), généralement en bakélite ou carton bakélisé, mieux encore en céramique ou stéatite, cet isolant pouvant être fixé mécaniquement au châssis par une vis ou un *rivet*. La plaquette, suivant ses dimensions, peut porter un nombre plus ou moins considérable de cosses (voir la **figure 24**).

Le **rivet** n'est autre chose qu'un petit tube métallique avec un bord élargi à une extrémité (voir **figure 25**). Une fois enfoncée dans le trou destiné à le recevoir, l'autre extrémité est écrasée par un outil spécial ou une petite machine appelée « *riveteuse* », ce qui a pour effet de fixer solidement les deux parties. On obtient ainsi un assemblage mécanique, autrement dit, une fixation. Le rivet est rarement utilisé pour établir un contact électrique: il est plus spécialement destiné aux fixations mécaniques.

Douille. On appelle douilles ces petits accessoires qui, fixés sur un châssis, peuvent porter d'un côté une ou plusieurs connexions, tandis que de l'autre côté un logement est prévu pour recevoir une « *fiche* » ou « *fiche banane* », qui peut y être placée quand cela est utile.

La **figure 26** en montre quelques modèles, simples ou isolés; la simple observation permet d'en deviner l'emploi. Comme on le voit, elles sont constituées par une vis métallique percée d'un trou (d'un diamètre standard). A une extrémité se trouve la tête, généralement à bords arrondis, pour raisons d'esthétique, prolongée par un corps cylindrique de diamètre inférieur, fileté extérieurement pour en permettre la fixation par un écrou.

La douille peut être employée comme simple prise de masse, cas dans lequel la seule pression de l'écrou de fixation, avec interposition d'une « *rondelle* », suffit à assurer un contact avec le châssis; elle peut également constituer un point terminal de masse, dans ce cas, un ou plusieurs conducteurs peuvent y être fixés par soudures ou par l'intermédiaire de cosses placées entre l'écrou et la masse ou entre un premier écrou et un deuxième, appelé « contre-écrou ». Chaque fois qu'il est utilisé, le contre-écrou assure une fixation mécanique plus sure, par le fait qu'il empêche un éventuel desserrage du premier écrou sous l'effet d'éventuelles vibrations.

Naturellement, il peut arriver qu'une douille doive constituer une « prise » d'entrée ou de sortie pour un « *courant* » déterminé; dans ce cas, elle doit être évidemment isolée du châssis. Ceci est réalisé de la manière illustrée sur le dernier modèle de la figure 26. Il s'agit d'une douille d'un modèle normal, fixée au châssis au moyen de rondelles isolantes qui évitent tout contact entre la masse métallique et la douille.

Dans le cas de douilles isolées, on pourra trouver des rondelles isolantes de diverses couleurs, ce qui sera très utile, en pratique, pour différencier les utilisations particulières de plusieurs douilles placées les unes près des autres, lorsqu'un code des couleurs aura été préalablement établi.

Bornes. Les bornes sont semblables aux douilles en ce sens qu'elles ont la même utilisation. Elles peuvent également être nues ou isolées (voir **figure 27**). La différence consiste dans le fait que la partie extérieure est formée d'un bouton molleté vissé sur le corps de la borne. Certaines bornes sont percées dans l'axe pour pouvoir être utilisées également comme douilles. D'autres

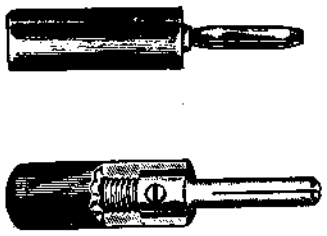


Fig. 28 - Type particulier de fiche banane. Elles servent à effectuer des liaisons volantes rapides. En bas de notre dessin on peut voir la vis servant à fixer le fil, elle est accessible en dévissant le manche.

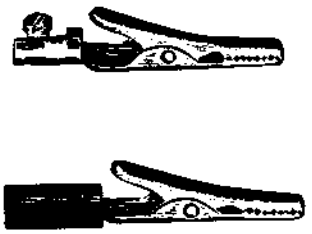


Fig. 29 - Deux pinces crocodiles, l'une étant du type isolé. Elles sont particulièrement utiles pour les essais et sont très souvent employées dans les laboratoires.

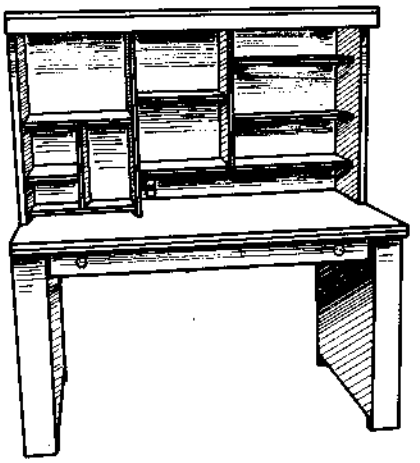


Fig. 30 - Une table de travail typique avec emplacement prévus pour les instruments de travail et accessoires divers.

permettent seulement la liaison entre plusieurs conducteurs extérieurs qui sont placés sous la partie molletée qui est ensuite fortement vissée pour assurer un contact efficace. Comme on le voit, les bornes ont l'avantage de permettre de réaliser facilement d'excellents contacts semi-permanents.

On peut également trouver, dans le commerce, des bornes de couleurs différentes, très utiles pour les raisons exposées plus haut.

Fiche banane. On appelle fiche banane une fiche unipolaire, comme celle représentée sur la **figure 28,** qui, placée à l'extrémité d'un fil souple, peut être enfoncée dans une douille ou une borne, permettant la réalisation de liaisons volantes. Les fiches bananes sont de différentes formes et couleurs; la partie métallique en contact avec la douille est munie d'une ou de plusieurs fentes longitudinales qui donnent une certaine élasticité à la pointe qui entre, ainsi, à frottement doux dans la douille, ceci permettant d'obtenir un bon contact électrique.

La partie isolante de la fiche, le manchon si l'on veut, peut être dévissé, mettant ainsi à découvert la partie métallique sur laquelle le fil est fixé par la soudure ou par vis.

Pinces crocodiles. Au cours d'essai, ou pendant un dépannage, il peut être utile de réaliser des connexions provisoires. Elles peuvent être effectuées au moyen de soudures, mais il est souvent plus commode de se servir d'un simple contact par pression. C'est dans ce but qu'ont été créées les pinces crocodiles qui tirent leur nom d'une analogie évidente.

Elles sont constituées par une pince formée de deux « mâchoires » analogues, en cela, aux pinces à linge. La pince crocodile est en métal et le manche peut être nu ou isolant; la **figure 29** en montre l'aspect et en laisse deviner le fonctionnement.

Les accessoires décrits jusqu'ici sont les plus courants, et seront les premiers à être employés par le lecteur dès qu'il lui sera possible d'entreprendre des réalisations pratiques, mais il est évident que nous devrons en compléter la liste à chaque fois que l'occasion se présentera.

La TABLE du TRAVAIL

Dans le but de rationnaliser au maximum le travail du radiotechnicien, il est nécessaire de disposer commodément des outils et du matériel indispensable. A cet effet, il est opportun de se procurer, quand cela est possible, une table de travail conçue de telle sorte que chaque chose soit à portée de la main, que chaque instrument soit bien visible et accessible et que l'on puisse disposer d'une place suffisante pour recevoir l'appareil à réparer ou à construire. La **figure 30** montre un modèle d'une telle table; son but est seulement de donner une idée de la façon dont elle devrait être, tout en étant susceptible de toutes modifications de formes ou de présentation, en fonction des goûts et des besoins de l'utilisateur.

On peut noter le large plan de travail, le rebord sous la table, sur lequel peut être fixé un certain nombre de prises de courant pour alimenter le fer à souder, l'appareil en cours de dépannage, etc...

Un certain nombre de rayons sont prévus pour recevoir, à gauche, les livres techniques, schémas, tableaux, formulaires, etc.; tandis que les autres emplacements seront réservés aux instruments et appareils de mesures qui seront progressivement décrits.

Dans le modèle montré ci-dessus il ne figure aucun tiroir: il est en effet prévu un meuble séparé pour contenir les condensateurs, les résistances, les lampes, la visserie, etc... mais il est évident qu'il pourrait être attenant au banc lui-même.

Ce qu'il convient de prendre par-dessus tout en considération, est le fait que ce banc de travail doive constituer, par lui-même, un petit laboratoire où est groupé tout ce qui est absolument nécessaire à un technicien, en laissant de côté tout le matériel qui ne sera utilisé que dans quelques cas déterminés.

Cette table sera naturellement construite en bois, de préférence dur et bien sec, afin qu'il absorbe le moins possible l'humidité de l'air. A cet effet, il sera enduit d'un vernis spécial et le plan de travail sera recouvert d'un linoléum ou d'un plastique, fixé tout autour de la table par un profilé d'aluminium ou de ses alliages.

Leçon n° 3

SYMBOLES - ABREVIATIONS

B.F. = Basse Fréquence

°C = Degrés centigrades (températures)

C/s = Cycle par seconde (fréquence)

f = Fréquence (en Hz - kHz - MHz - c/s - kc/s - Mc/s)

F = Degrés Fahrenheit (températures)

H.F. = Haute Fréquence

Hz = Hertz; également c/s

kHz = kilohertz = 1.000 Hz = 1 kc/s

M.F. = Moyenne Fréquence

Mc/s = Mégacycle par seconde = MHz = 1 000 kc/s

MHz = Mégahertz = 1.000 kHz = 1 000 000 Hz

S.H.F. = Super High Frequency = Super Haute Fréquence

T = Temps (en h = heure, ou en s = seconde)

U.H.F. = Ultra High Frequency = Ultra Haute Fréquence

V = Vitesse (de propagation)

V.H.F. = Very High Frequency = Très Haute Fréquence

FORMULES

λ = (lambda) = Longueur d'onde (en m, cm, etc.)

1" = 1 pouce = 25,4 millimètres

$$\lambda = \frac{300\,000\,000}{f} \text{ (en mètres)}$$

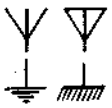
$$\lambda = \frac{V}{f}$$

$$\lambda = 300\,000\,000 \times T$$

$$V = \lambda f$$

$$f = \frac{300\,000\,000}{\lambda} \text{ (en hertz)}$$

SYMBOLES SCHÉMATIQUES



= Antenne, Aérien

= Prise de terre, ou masse

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 1 et 2

N. 1 -
Quelles sont les caractéristiques principales d'une onde?

N. 2 -
Qu'entend-on par « amplitude » et par « fréquence »?

N. 3 -
Qu'appelle-t-on « demi-onde »? Comment peut-on la distinguer?

N. 4 -
Les ondes électriques et les ondes sonores, peuvent-elles se propager dans le vide?

N. 5 -
Dans quel cas une onde est-elle dite « sinusoïdale »?

N. 6 -
Quelles sont les fréquences limites des sons perceptibles par l'oreille humaine?

N. 7 -
Que doit-on comprendre par « B.F. » et « H.F. »?

N. 8 -
Qu'est-ce que la longueur d'onde?

N. 10 -
Dans quel cas un corps peut-il vibrer spontanément sans être directement excité?

N. 11 -
Ecrivez la formule de la longueur d'une onde électromagnétique dans l'espace libre en fonction de la fréquence (en exprimant la première en mètres et la seconde en kHz).

N. 12 -
Qu'appelle-t-on onde porteuse?

N. 13 -
Qu'est-ce que la modulation?

N. 14 -
Qu'entend-on par onde modulée?

N. 15 -
En quoi consiste la détection?

N. 16 -
A combien équivalent les expressions suivantes? 4^1, 3^4, 5^2, 7^1, 10^{-2}, 10^{-3}, 10^{-5}, 3^{-1}.

N. 17 -
Qu'est-ce que la « réfraction » d'une onde?

N. 18 -
Qu'est-ce que la « diffraction » d'une onde?

N. 19 -
Pour quelles fréquences, l'effet de diffraction est-il le plus prononcé?

N. 20 -
Quels sont les types les plus communs de fers à souder électriques utilisés en radio?

Ainsi que nous l'avons annoncé dans l'Introduction à notre Cours, la troisième leçon de chaque fascicule se présente comme le complément des leçons qui la précèdent. Chaque fois, le lecteur y trouvera des tableaux, des abaques, des graphiques, etc., ainsi qu'une récapitulation des symboles, des termes et des formules qui ont été discutés. Il y trouvera des questions qui lui permettront de vérifier s'il a appris et s'il se rappelle ce qui a été exposé, et il pourra contrôler, dans le numéro suivant, l'exactitude de ses réponses. Le lecteur trouvera, enfin, dans chaque Numéro, quatre pages donnant la traduction des termes anglais employés en électronique. Ces pages sont conçues de telle sorte qu'elles peuvent être éventuellement détachées pour former un recueil séparé, si l'on estime cela plus pratique. Elles formeront ainsi, le plus complet des vocabulaires de termes électroniques Anglais - Français qu'il soit possible de trouver, car nous le poursuivrons régulièrement, avec mises à jour, néologismes, etc.

TABLEAU 2 - CONVERSION des LONGUEURS D'ONDE

Mètres en kHz et vice - versa

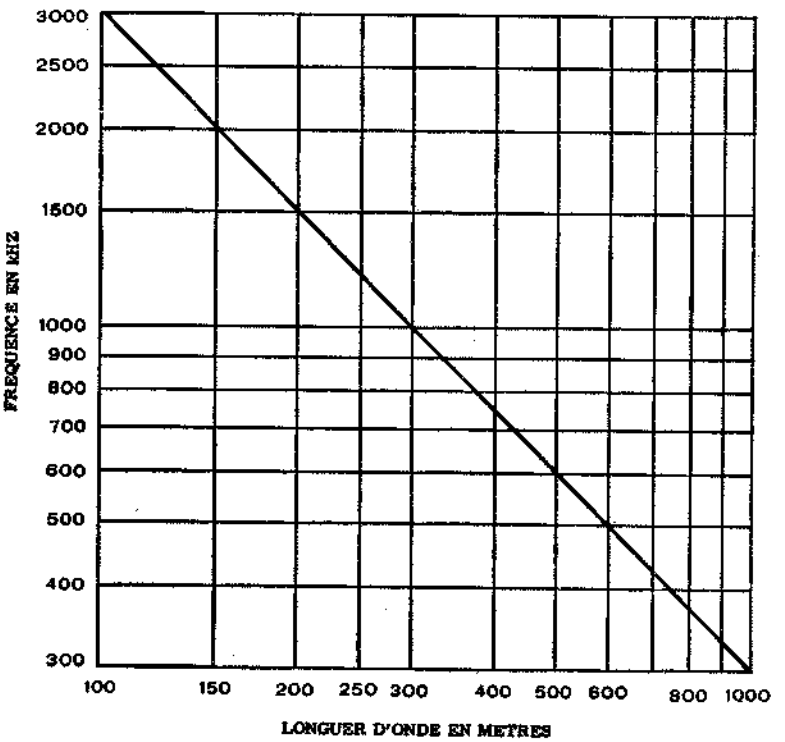
λ	f	λ	f	λ	f	λ	f	λ	f	λ	f	λ	f
10	29982	730	410,7	1450	206,8	2170	138,2	2890	103,7	4220	71,05	6650	45,09
20	14991	740	405,2	1460	205,4	2180	137,5	2900	193,4	4240	70,71	6700	44,75
30	9994	750	399,8	1470	204,0	2190	136,9	2910	103,0	4260	70,38	6750	44,42
40	7496	760	394,5	1480	202,6	2200	136,3	2920	102,7	4280	70,05	6800	44,09
50	5996	770	389,4	1490	201,2	2210	135,7	2930	102,3	4300	69,73	6850	43,77
60	4997	780	384,4	1500	199,9	2220	135,1	2940	102,0	4320	69,40	6900	43,45
70	4283	790	379,5	1510	198,6	2230	134,4	2950	10.16	4340	69,08	6950	43,14
80	3748	800	374,8	1520	197,3	2240	133,8	2960	101,3	4360	68,77	7000	42,83
90	3331	810	370,1	1530	196,0	2250	133,3	2970	100,9	4380	68,45	7050	42,53
100	2998	820	365,6	1540	194,7	2260	132,7	2980	100,6	4400	68,14	7100	42,23
110	2726	830	361,2	1550	193,4	2270	132,1	2990	100,3	4420	67,83	7150	41,93
120	2499	840	356,9	1560	192,2	2280	131,5	3000	99,94	4440	67,53	7200	41,64
130	2306	850	352,7	1570	191,0	2290	130,9	3020	99,28	4460	67,22	7250	41,35
140	2142	860	348,6	1580	189,8	2300	130,4	3040	98,62	4480	66,92	7300	41,07
150	1999	870	344,6	1590	188,6	2310	129,8	3060	97,98	4500	66,63	7350	40,79
160	1874	880	340,7	1600	187,4	2320	129,2	3080	97,34	4520	66,33	7400	40,52
170	1764	890	336,9	1610	186,2	2330	128,7	3100	96,72	4540	66,04	7450	40,24
180	1666	900	333,1	1620	185,1	2340	128,1	3120	96,10	4560	65,75	7500	39,98
190	1578	910	329,5	1630	183,9	2350	127,6	3140	95,48	4580	65,46	7550	39,71
200	1499	920	325,9	1640	182,8	2360	127,0	3160	94,88	4600	65,18	7600	39,45
210	1428	930	322,4	1650	181,7	2370	126,5	3180	94,28	4620	64,90	7650	39,19
220	1363	940	319,0	1660	180,6	2380	126,0	3200	93,69	4640	64,62	7700	38,94
230	1304	950	315,6	1670	179,5	2390	125,4	3220	93,11	4660	64,34	7750	38,69
240	1249	960	312,3	1680	178,5	2400	124,9	3240	92,54	4680	64,06	7800	38,44
250	1199	970	309,1	1690	177,4	2410	124,4	3260	91,97	4700	63,79	7850	38,19
260	1153	980	305,9	1700	176,4	2420	123,9	3280	91,41	4720	63,52	7900	37,95
270	1110	990	302,8	1710	175,3	2430	123,4	3300	90,85	4740	63,25	7950	37,71
280	1071	1000	299,8	1720	174,3	2440	122,9	3320	90,31	4760	62,99	8000	37,48
290	1034	1010	296,9	1730	173,3	2450	122,4	3340	89,77	4780	62,72	8050	37,24
300	999,4	1020	293,9	1740	172,3	2460	121,9	3360	89,23	4800	62,46	8100	37,01
310	967,2	1030	291,1	1750	171,3	2470	121,4	3380	88,70	4820	62,20	8150	37,79
320	936,9	1040	288,3	1760	170,4	2480	120,9	3400	88,18	4840	61,95	8200	36,56
330	908,5	1050	285,5	1770	169,4	2490	120,4	3420	87,67	4860	61,69	8250	36,34
340	881,8	1060	282,8	1780	168,4	2500	119,9	3440	87,16	4880	61,44	8300	36,12
350	856,6	1070	280,2	1790	167,5	2510	119,5	3460	86,65	4900	61,19	8350	35,91
360	832,8	1080	277,6	1800	166,6	2520	119,0	3480	86,16	4920	60,94	8400	35,69
370	810,3	1090	275,1	1810	165,6	2530	118,5	3500	85,66	4940	60,69	8450	35,48
380	789,0	1100	272,6	1820	167,4	2540	118,0	3520	85,18	4960	60,45	8500	35,27
390	768,8	1110	270,1	1930	163,8	2550	117,6	3540	84,69	4980	60,20	8550	35,07
400	749,6	1120	267,7	1840	162,9	2560	117,1	3560	84,22	5000	59,96	8600	34,86
410	731,3	1130	265,3	1850	162,1	2570	116,7	3580	83,75	5050	59,37	8650	34,66
420	713,9	1140	263,0	1860	161,2	2580	116,2	3600	83,28	5100	58,79	8700	34,46
430	697,3	1150	260,7	1870	160,3	2590	115,8	3620	82,82	5150	58,22	8750	34,27
440	681,4	1160	258,5	1880	159,5	2600	115,3	3640	82,37	5200	57,66	8800	34,07
450	666,3	1170	256,3	1890	158,6	2610	114,9	3660	81,92	5250	57,11	8850	33,88
460	651,8	1180	254,1	1900	157,8	2620	114,4	3680	81,47	5300	56,57	8900	33,69
470	637,9	1190	251,9	1910	157,0	2630	114,0	3700	81,03	5350	56,04	8950	33,50
480	624,6	1200	249,9	1920	156,2	2640	113,6	3720	80,60	5400	55,52	9000	33,31
490	611,9	1210	247,8	1930	155,3	2650	113,1	3740	80,17	5450	55,01	9050	33,13
500	599,6	1220	245,8	1940	154,5	2660	112,7	3760	79,74	5500	54,51	9100	32,95
510	587,9	1230	243,8	1950	153,8	2670	112,3	3780	79,32	5550	54,02	9150	32,77
520	576,6	1240	241,8	1960	153,0	2680	111,9	3800	78,90	5600	43,54	9200	32,59
530	565,7	1250	239,9	1970	152,2	2690	111,5	3820	78,49	5650	53,07	9250	32,41
540	555,2	1260	238,0	1980	151,4	2700	111,0	3840	78,08	5700	52,60	9300	32,24
550	545,1	1270	236,1	1990	150,7	2710	110,6	3860	77,67	5750	52,14	9350	32,07
560	535,4	1280	234,2	2000	149,9	2720	110,2	3880	77,27	5800	51,69	9400	31,90
570	526,0	1290	232,4	2010	149,2	2730	109,8	3900	76,88	5850	51,25	9450	31,73
580	516,9	1300	230,6	2020	148,4	2740	109,4	3920	76,48	5900	50,82	9500	31,56
590	508,2	1310	228,9	2030	147,7	2750	109,0	3940	76,10	5950	50,39	9550	31,39
600	499,7	1320	227,1	2040	147,0	2760	108,6	3960	75,71	6000	49,97	9600	31,23
610	491,5	1330	225,4	2050	146,3	2770	108,2	3980	75,33	6050	49,56	9650	31,07
620	483,6	1340	223,7	2060	145,5	2780	107,8	4000	74,96	6100	49,15	9700	30,91
630	475,9	1350	222,1	2070	144,8	2790	107,5	4020	74,58	6150	48,75	9750	30,75
640	468,5	1360	220,5	2080	144,1	2800	107,1	4040	74,21	6200	48,36	9800	30,59
650	461,3	1370	218,8	2090	143,5	2810	106,7	4060	73,85	6250	47,97	9850	30,44
660	454,3	1380	217,3	2100	142,8	2820	106,3	4080	73,49	6300	47,59	9900	30,28
670	447,5	1390	215,7	2110	142,1	2830	105,9	4100	73,13	6350	47,22	9950	30,13
680	440,9	1400	214,2	2120	141,4	2840	105,6	4120	72,77	6400	46,85	10000	29,98
690	434,5	1410	212,6	2130	140,8	2850	105,5	4140	72,42	6450	46,48		
700	428,3	1420	211,1	2140	140,1	2860	104,2	4160	72,07	6500	46,13		
710	422,3	1430	209,7	2150	139,5	2870	104,8	4180	71,73	6550	45,77		
720	416,4	1440	208,2	2160	138,8	2880	104,1	4200	71,39	6600	45,43		

Ce tableau permet de trouver rapidement la longueur d'onde correspondant à une fréquence déterminée et vice-versa. En réalité, le domaine des fréquences est beaucoup plus étendu, mais il sera facile au lecteur, de calculer les valeurs non indiquées en sachant que, pour trouver la fréquence correspondant à une longueur d'onde ne figurant pas au tableau, ou bien la longueur d'onde correspondant à une fréquence qui ne figure pas, il suffit de multiplier l'échelle λ par 10, 100 ou 1 000 et, en même temps, de diviser par le même nombre (10, 100 ou 1 000) la valeur correspondante sur l'échelle f. Inversement, il est possible de diviser un nombre de l'échelle λ par 10, 100 ou 1 000 et en même temps de multiplier par le même nombre, la valeur correspondante sur l'échelle f.

TABLEAU 3
GRAPHIQUE pour CONVERSION
FREQUENCE - LONGUEUR d'ONDE et vice-versa

Mode d'emploi:

Du fait que les deux axes — horizontal et vertical — portent des divisions non linéaires (on les appelle logarithmiques et nous expliquerons plus tard ce terme), il faudra tenir compte, lors de l'évaluation d'une valeur non inscrite, qu'un nombre intermédiaire entre ceux inscrits ne correspond pas au centre du segment de droite compris entre ces deux nombres. Par exemple, le point correspondant à une longueur d'onde de 350 m ne se trouvera pas exactement au centre entre 300 et 400, mais un peu plus vers 400. La fréquence correspondante, trouvée de la manière indiquée ci-dessous, sera d'environ 850 kHz. De même, à 350 kHz correspondra un point de l'axe vertical plus rapproché de 400 que de 300, et la longueur d'onde correspondante sera d'environ 850 m.



Le tableau 3 a la même utilité que le tableau 2, à la seule différence qu'il est plus facile à consulter, mais est moins exact. Connaissant la longueur d'onde en mètres, après avoir trouvé le point correspondant sur l'axe horizontal du graphique, on trace une ligne verticale imaginaire, ou avec l'aide d'une règle, jusqu'au point de rencontre avec la diagonale. Du point d'intersection avec cette diagonale, on trace une seconde ligne, horizontale, vers la gauche, jusqu'à ce qu'on rencontre l'axe vertical, sur lequel il sera possible de lire la fréquence exprimée en kHz. Si, par contre, nous connaissons la fréquence, il est possible de trouver la longueur d'onde en mètres qui lui correspond, en procédant à l'inverse. On commence par tracer une ligne horizontale à partir d'un point de l'axe vertical correspondant à la fréquence connue.

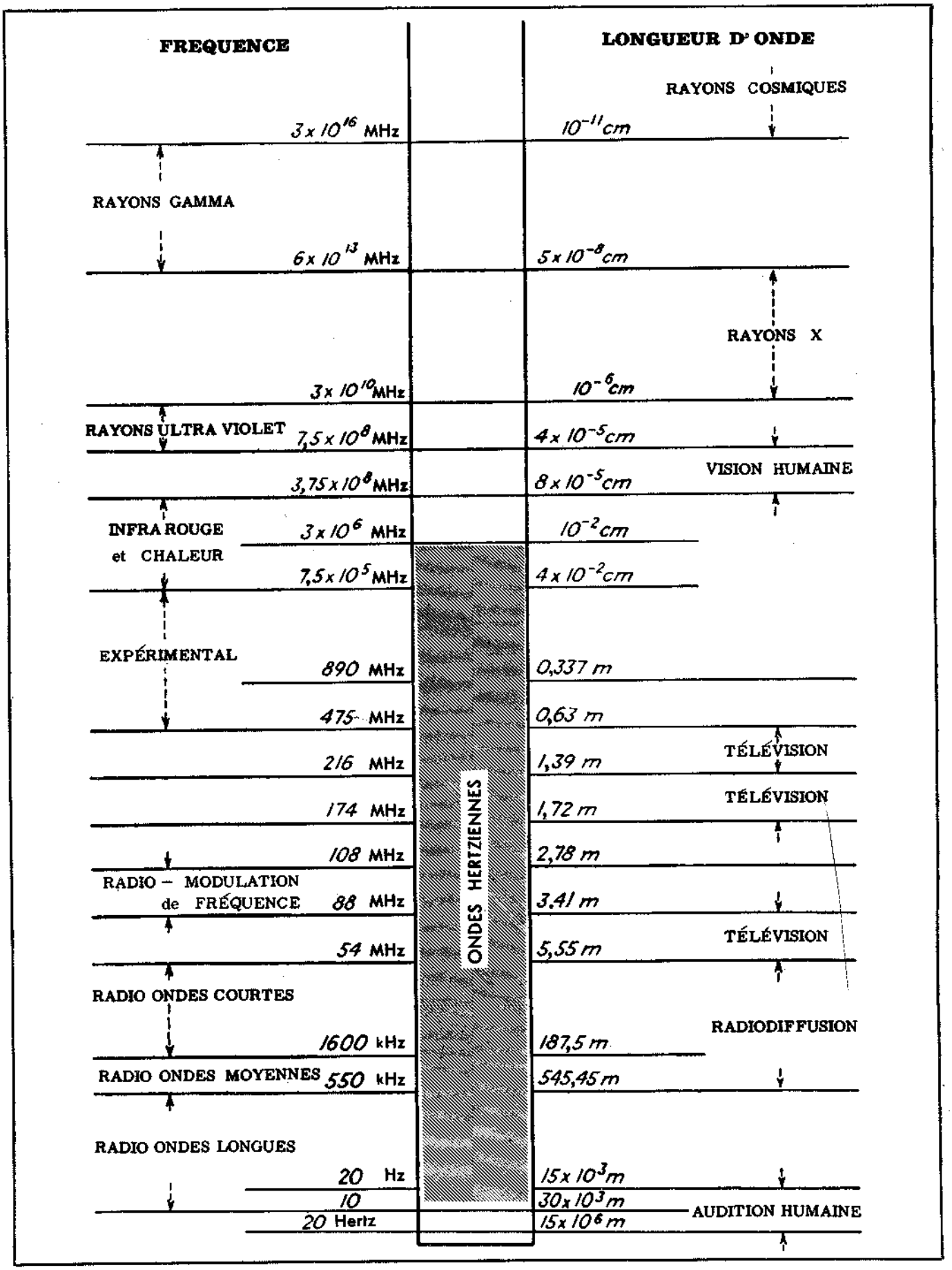
Naturellement, les valeurs trouvées ne sont exactes qu'aux points marqués par les nombres, et seulement approximatives dans les intervalles; malgré tout, le graphique peut être parfois très utile.

Le tableau 4 donne la classification des ondes hertziennes avec les limites de fréquences et de longueurs d'onde, les abréviations adoptées aux U.S.A. pour les définir sommairement, ainsi que les définitions adoptées en France.

TABLEAU 4 - CLASSIFICATION des ONDES HERTZIENNES

Gammes	Abréviations	Fréquences	Longueurs d'onde	Ondes
très basse	V.L.F.	moins de 30 kHz	plus de 10 000 m	très longues
basse	L.F.	30 à 300 kHz	10 000 à 1 000 m	longues
moyenne	M.F.	300 à 3 000 kHz	1 000 à 100 m	moyennes
haute	H.F.	3 à 30 MHz	100 à 10 m	courtes
très haute	V.H.F.	30 à 300 MHz	10 à 1 m	très courtes
ultra haute	U.H.F.	300 à 3 000 MHz	100 à 10 cm	très très courtes
super haute	S.H.F.	3 000 à 30 000 MHz	10 à 1 cm	ultra courtes
extrêmement haute	E.H.F.	plus de 30 000 MHz	au dessous de 1 cm	micro-ondes

TABLEAU 5 - SPECTRE des FREQUENCES et des LONGUEURS D'ONDE



Le tableau 5 donne le spectre des fréquences et leur classification selon la nature des phénomènes qu'elles produisent. Le graphique s'étend de la fréquence la plus basse perçue par l'oreille humaine, à la gamme des rayons cosmiques.

Etant donné que l'on a fréquemment à consulter

des publications en langue anglaise, nous avons inclus, parmi les nombreux tableaux que nous publierons, ceux donnant les équivalences entre les mesures des divers systèmes. Il s'agit de tableaux ou d'abaques qu'il n'est pas difficile de trouver ailleurs. Mais nous voulons suppléer, ici, à la multiplicité des sources, à la diversité des formats et autres inconvénients qui proviennent de l'absence de recueil organisé et complet.

Sur ce fascicule, nous présentons, entre autres, le tableau 6 qui permet de transformer rapidement, en millimètres, les fractions de pouce ce qui, avec l'aide du tableau 7 qui donne la correspondance des pouces entiers, permettra au lecteur de transformer rapidement en millimètres n'importe quelle mesure exprimée en pouces. Par exemple, une mesure de 3 pouces 3/4 est égale à 76,19 + 19,05 = 95,24 mm.

TABLEAU 6 - CONVERSION des FRACTION de POUCE en MILLIMETRES

Fractions de pouce	décimale de pouce	millimètres
1/64	0,0156	0,397
1/32	0,0313	0,794
3/64	0,0469	1,191
1/16	0,0625	1,588
5/64	0,0781	1,984
3/32	0,0938	2,381
7/64	0,1094	2,778
1/8	0,1250	3,175
9/64	0,1406	3,572
5/32	0,1563	3,969
11/64	0,1719	4,366
3/16	0,1875	4,763
13/64	0,2031	5,159
7/32	0,2188	5,556
15/64	0,2344	5,953
1/4	0,2500	6,350
17/64	0,2656	6,747
9/32	0,2813	7,144
19/64	0,2969	7,541
5/16	0,3125	7,938
21/64	0,3281	8,334
11/32	0,3438	8,731
23/64	0,3594	9,128
3/8	0,3750	9,525
25/64	0,3906	9,922
13/32	0,4063	10,319
27/64	0,4219	10,716
7/16	0,4375	11,113
29/64	0,4531	11,509
15/32	0,4688	11,906
31/64	0,4844	12,303
1/2	0,5000	12,700
33/64	0,5156	13,097
17/32	0,5313	13,494
35/64	0,5469	13,891
9/16	0,5625	14,288
39/64	0,5781	14,684
19/32	0,5938	15,081
41/64	0,6094	15,478
5/8	0,6250	15,875
43/64	0,6406	16,272
21/32	0,6563	16,669
45/64	0,6719	17,066
11/16	0,6875	17,463
47/64	0,7031	17,859
23/32	0,7188	18,256
49/64	0,7344	18,653
3/4	0,7500	19,050
51/64	0,7656	19,447
25/32	0,7813	19,844
53/64	0,7969	20,241
13/16	0,8125	20,638
55/64	0,8281	21,034
27/32	0,8438	21,431
57/64	0,8594	21,828
7/8	0,8750	22,225
59/64	0,8906	22,622
29/32	0,9063	23,019
61/64	0,9210	23,416
15/16	0,9375	23,813
63/64	0,9531	24,209
31/32	0,9688	24,606
	0,9844	25,003
—	1,0000	25,400

TABLEAU 7 - CONVERSION des POUCES en MILLIMETRES

pouces	millimètres	pouces	millimètres
1	25,39977	51	1.295,38835
2	50,79954	52	1.320,78812
3	76,19932	53	1.346,18789
4	101,59909	54	1.371,58766
5	126,99886	55	1.396,98743
6	152,39863	56	1.422,38720
7	177,79840	57	1.447,78697
8	203,19818	58	1.473,18674
9	228,59795	59	1.498,58651
10	253,99772	60	1.523,98628
11	279,39749	61	1.549,38605
12	304,79727	62	1.574,78582
13	330,19704	63	1.600,18559
24	355,59681	64	1.625,58536
15	380,99658	65	1.650,98513
16	406,39635	66	1.676,38990
17	431,79613	67	1.701,78467
18	457,19590	68	1.727,18444
19	482,59567	69	1.752,58421
20	507,99544	70	1.777,98398
21	533,39521	71	1.803,38375
22	558,79499	72	1.828,78352
23	584,19476	73	1.854,18329
24	609,59453	74	1.879,58306
25	634,99430	75	1.904,98283
26	660,39408	76	1.930,38260
27	685,78385	77	1.955,78237
28	711,19362	78	1.981,18214
29	736,59339	79	2.006,58191
30	761,99316	80	2.031,98168
31	787,39294	81	2.057,38145
32	812,79271	82	2.082,78122
33	838,19248	83	2.108,18009
34	863,59225	84	2.133,58076
35	888,99202	85	2.158,98053
36	914,39180	86	2.184,38030
37	939,79157	87	2.209,78007
38	965,19134	88	2.235,17984
39	990,59111	89	2.260,57961
40	1.015,99088	90	2.285,97398
41	1.041,39065	91	2.311,37915
42	1.066,79042	92	2.336,77892
43	1.092,19019	93	2.362,17869
44	1.117,58996	94	2.387,57846
45	1.142,98973	95	2.412,97823
46	1.168,38950	96	2.438,37800
47	1.193,78927	97	2.464,77777
48	1.219,18904	98	2.490,17754
49	1.244,58881	99	2.514,57731
50	1,269,98858	100	2.539,97708

TABLEAU 8 - CONVERSION des UNITES de POIDS

UNITÉ	dram	oz	lb	st	quintal (cwt) USA	quintal (cwt) Anglais	ton USA	ton Anglais	g	kg	t
1 Dram . . . . . dram	1	0,0625	0,0039	—	—	—	—	—	1,772	—	—
1 Ounce . . . . . oz	16	1	0,0625	0,0045	—	—	—	—	28,35	0,0284	—
1 Pound . . . . . lb	256	16	1	0,714	0,01	0,0089	—	—	453,6	0,4536	—
1 Stone . . . . . st	3,584	224	14	1	0,14	0,125	0,007	0,0063	6.350	6,35	—
1 Quintal U.S.A. . . cwt	—	1.600	100	7,14	1	0,893	0,05	0,045	—	45,36	0,0454
1 Quintal Anglais . . cwt	—	1.792	112	8	1,12	1	0,056	0,05	—	50,81	0,0508
1 Ton U.S.A. . . . ton	—	32.000	2.000	142,8	20	17,858	1	0,893	—	907,2	0,9072
1 Ton Anglais . . . ton	—	35.840	2.240	160	22,4	20	1,12	1	—	1,016	1,0161
1 Gramme . . . . g	0,5640	0,0353	0,0022	—	—	—	—	—	1	—	—
1 Kilogramme . . . kg	564	35,3	2,2046	0,1575	0,022	0,0197	—	—	1.000	1	—
1 Tonne . . . . . t	—	—	2.204	157,5	22,05	19,7	1,102	0,9842	—	1.000	1

TABLEAU 9 - COEFFICIENTS de MULTIPLICATION pour la CONVERSION des MESURES ANGLAISES en MESURES DECIMALES

Pour transformer	en	multiplier par
Pouce (*Inch*)	cm	2,54
Pouce² (*Square Inch*)	cm²	6.45
1/1.000 de pouce (*Mils*)	mm	0,0254
Mils circulaires (*Circular Mils*) . .	mm²	0,0005
Tours par pouce (*Turns per Inch*) .	tours par cm	0,396
Tours par pouce² (*Turns per square Inch*) . . .	tours par cm²	0,155
Pied (12 pouces) (*Foot*)	cm	30,4
Pied² (*square Foot*)	cm²	929
Pieds par livre (*Foot per Pound*) .	mètres par kg	0,671
Ohm par 1.000 pieds (*Ohm per* 1.000 *Foot*)	ohm par km	3,280
Yard (*Yard*)	m	0,914
Yard² (*square Yard*)	m²	0,836
Brasse (*Fathom*)	m	1,828
Pole rod ou perch (*Pole*)	m	5,029
Mile légal (*Statute Mile*)	km	1,609
Mile nautique (*Nautical Mile*) . .	km	1,853
Mile² (*square Mile*)	km²	2,590

Le Tableau 8, ci-dessus, groupe les unités de poids anglaises et celles du système métrique; il permet de convertir ces unités entre-elles. Comme on peut le remarquer, le « quintal » (cwt) et le « ton » américains n'ont pas le même poids que leurs homonymes anglais, aussi les avons nous mentionnés séparément. Donnons un exemple d'utilisation de ce tableau. Pour convertir un poids de 10 pounds en kilogrammes, on suit la ligne horizontale commençant par l'unité « Pound » et l'on trouve la valeur 0,4536 dans la colonne marquée « kg ». Il suffit alors de multiplier ce nombre par 10 (nombre de pounds), pour obtenir l'équivalent en kilogrammes, soit 4,536 kg. Pour convertir en grammes, on prendrait la valeur 453,6 dans la colonne « g ».

Le Tableau 9, ci-contre, donne les coefficients par lesquels il faut multiplier une mesure linéaire, ou de surface, anglaise pour obtenir la mesure correspondante dans le système métrique décimal.

Le Tableau 10, ci-dessous, permet de connaître le poids de 1 mètre de soudure en fil, avec ou sans décapant incorporé, pour les différents alliages et diamètres que l'on peut se procurer dans le commerce.

TABLEAU 10 - POIDS de la SOUDURE EN FIL

Diamètre du fil en mm	POIDS APPROXIMATIF - en grammes - D'UN MÈTRE DE FIL											
	Fil avec âme en résine décapante							Fil plein (sans âme)				
	Alliage Etain - Plomb							Alliage Etain - Plomb				
	20/80	30/70	33/67	40/60	50/50	60/40	70/30	20/80	30/70	33/67	40/60	50/50
3,00	60,00	60,60	60,00	58,40	55,80	53,80	51,50	74,60	71,70	70,72	69,00	66,20
2,50	43,70	42,20	41,60	50,50	38,80	37,30	35,80	51,80	49,80	49,22	47,90	46,00
2,00	28,00	26,90	26,65	25,95	24,80	23,90	22,90	33,20	31,90	31,44	30,60	29,40
1,75	21,43	20,62	20,43	19,90	18,35	18,35	17,60	25,40	24,40	24,08	23,40	22,50
1,50	15,73	15,15	15,00	14,60	13,90	13,42	12,88	18,65	17,90	17,70	17,25	16,55
1,25	10,92	10,52	10,40	10,12	9,70	9,33	8,95	12,92	12,45	12,30	11,98	11,45
1,00	7,00	6,72	6,66	6,48	6,20	5,97	5,72	8,28	7,65	7,87	7,65	7,35
0,75	3,92	3,78	3,74	3,64	3,49	3,35	3,22	4,75	4,46	4,43	4,30	4,13

NOTIONS FONDAMENTALES d'ELECTRICITE

Nous avons jusqu'ici examiné, dans notre partie théorique — dans ses grandes lignes quoique d'une manière suffisante pour le but que nous proposions dans cette introduction — le phénomène des oscillations sonores et électromagnétiques, ainsi que l'application pratique de ces dernières. On sait que c'est précisément ces applications qui ont rendu possibles les télécommunications, c'est-à-dire les communications à distance, qui constituent l'objectif premier et essentiel de la technique radio.

Connaissant le phénomène des oscillations, il est maintenant nécessaire de se tourner vers l'autre élément qui est à la base de tous les sujets que nous étudierons: **l'électricité.**

En vérité, il est très difficile de rencontrer, de nos jours, quelqu'un qui n'utilise pas l'électricité ou qui ne connaisse pas les appareils électriques ou électroniques. Beaucoup de ces appareils électriques qui, il y a seulement quelques années, étaient des objets de luxe, sont actuellement considérés comme indispensables dans la vie courante.

La lumière électrique, le téléphone, la radio, la télévision, les réfrigérateurs, la cuisinière électrique et l'automobile sont des choses universellement acceptées, de nos jours, comme étant logiques et naturelles. Nous tous manoeuvrons un interrupteur électrique sans considérer, le moins du monde, le vaste et complexe réseau dont il fait partie, ni la quantité de phénomènes qui doivent se produire pour que la lumière jaillisse, par une aussi simple intervention de notre part.

De même, quand nous allumons un appareil de radio, un téléviseur ou autre, tant que son fonctionnement est correct, le résultat est considéré comme étant une chose toute naturelle, sans que nous nous préoccupions, le moins du monde, des phénomènes qui sont mis en jeu.

Avant la première guerre mondiale, l'électricité était encore, on peut le dire, dans son enfance. Par la suite, particulièrement en ce qui concerne la branche qui nous intéresse le plus — l'électronique — il y eut, pendant la deuxième guerre mondiale, un développement très rapide, conséquence évidente des besoins militaires. Un tel développement se poursuit au même rythme encore de nos jours, avec des résultats surprenants; l'électricité dirige les fusées, les satellites, pilote les navires, contrôle les opérations industrielles, exécute des calculs incroyables et pénètre chaque jour davantage dans toutes les manifestations de la vie quotidienne.

Des innovations aussi nombreuses rendent nécessaires, pour chacun d'entre nous, outre une révision des notions techniques et des méthodes de construction plus anciennes, l'étude et l'acquisition des connaissances utiles pour l'entretien, l'utilisation et la réparation des appareils électriques; notions qui, répétons-le, sont fondamentales pour l'étude ultérieure et complète de la technique radio.

Le but de cette leçon est donc d'exposer sur une base moderne, les principes fondamentaux de l'électricité; de permettre au lecteur ne disposant pas encore de ces connaissances, de se rendre compte de ce qui se passe dans les circuits électriques qu'il rencontrera dans la pratique.

Indépendamment du fait que son travail s'orientera, par la suite, dans le domaine des réparations, des études ou des contrôles, le technicien doit être familiarisé au maximum avec la théorie qui est à l'origine de tout le fonctionnement.

L'ELECTRICITE

Le terme « électricité » dérive du mot grec « électron » qui signifie ambre jaune; les Grecs, dans l'antiquité, l'utilisaient pour désigner l'étrange force d'attraction et de répulsion qui se manifestait autour d'un morceau d'ambre préalablement frotté avec un chiffon. Ils ignoraient les causes de ces forces.

En 1733, le français Du Fay observa que, si un morceau de verre est frotté avec une peau de chat, tous deux « s'électrisent », mais que le verre, dans ce cas, attire les objets qui, par contre, sont repoussés par la peau de chat et vice-versa. De telles observations, Du Fay en conclut justement qu'il existe deux genres d'électricité, exactement opposés entre eux.

Par la suite B. Franklin introduisit les termes **positif** (+) et **négatif** (—) pour distinguer les deux sortes différentes d'électricité. Il définit comme étant électrisé *positivement*, un corps qui présente le même type de charges qu'un morceau de verre frotté avec une pièce de soie, et *négativement* ceux qui présentent le même type de charges qu'un morceau de caoutchouc frotté avec une peau de chat. Franklin appela, en outre, électriquement *neutres* tous les corps qui ne présentaient aucune charge.

Des études ultérieures sur ce sujet, conduiront à une définition d'une plus grande rigueur scientifique que nous verrons au cours de cette leçon.

La question « qu'est-ce que l'électricité? » a préoccupé, pendant de nombreuses années, les plus grands

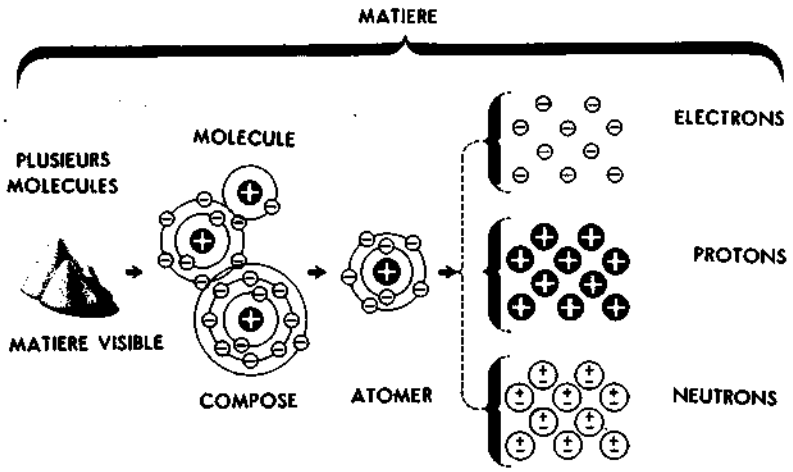


Fig. 1 - La « matière » qui nous entoure est formée de « molécules »; celles-ci à leur tour — peuvent être divisées en « éléments » simples, formés « d'atomes ». Dans un atome nous trouvons un «noyau», composé de «protons» et de «neutrons», ainsi que des « électrons »: ceux-ci tournent autour du noyau.

savants du monde et, même encore de nos jours, il n'a pas été possible de trouver une réponse complète. Toutefois, grâce à toutes les études entreprises, il a été possible d'énoncer des théories qui se sont révélées logiques et efficaces; en outre, les lois selon lesquelles elle agit se sont développées, divulguées et comprises toujours mieux, tant et si bien que de nos jours n'importe quelle chose peut être considérée et expliquée comme étant le produit, direct ou indirect, des phénomènes électriques.

LA MOLECULE

Les objets qui forment le monde qui nous environne sont formés par ce qu'on appelle la **matière**, (voir **figure 1**), laquelle, physiquement, est la substance commune dont nous possédons l'expérience quotidienne et dont la nature peut être synthétisée de la façon que nous allons exposer.

La matière, de la manière dont elle se manifeste communément, est composée, en dernière analyse, de *particules*. Considérons, par exemple, un cristal de sel de table; si on le divise en fragments de plus en plus petits, on obtiendra à la fin des particules tellement petites qu'elles ne pourront plus être divisées par la suite, tout en demeurant des particules de sel: de telles unités prennent le nom de **molécules**.

On sait, aujourd'hui, que le sel est composé de deux éléments différents: le chlore et le sodium; la molécule de sel est donc la plus petite quantité, en physique, d'un tel ensemble (ou combinaison chimique) formé par ces deux éléments constituants. *La molécule est la particule considérée comme étant à la base de la plus grande partie des réactions chimiques* .

La cuisson du pain, l'explosion de la dynamite, les transformations des aliments en un composant du sang, ne sont autre chose que des phénomènes dans lesquels les molécules sont formées ou divisées.

L'ATOME

L'étude de la chimie montre d'une manière évidente que la molécule, que nous venons de voir, est loin d'être la plus petite partie en laquelle la matière peut être divisée. La molécule de sel déjà citée, par exemple, peut être décomposée en deux éléments radicalement différents: le chlore et le sodium, comme nous avons vu. Ces particules qui constituent la molécule, peuvent être isolées et étudiées séparément: elles sont appelées **atomes**.

L'atome est la particule la plus petite constituant le type de matière que l'on nomme **élément**. Dans le cas cité plus haut, les éléments sont le sodium et le chlore.

L'élément garde ses caractéristiques propres même divisé en atomes.

Jusqu'à nos jours, on a isolé plus de cent éléments, lesquels peuvent être rangés dans une table en ordre croissant de poids et groupés en familles ayant des propriétés semblables. Cette table est appelée « Table périodique des éléments ».

L'idée suivant laquelle toute la matière est composée d'atomes remonte aux Grecs — il y a plus de 2000 ans — et le nombreux siècles passeront avant que l'étude de la matière prouve que l'idée fondamentale de la structure atomique était exacte.

Les physiciens exploreront, enfin, la constitution de l'atome et découvriront par la suite qu'il se subdivise encore en particules plus petites.

Le coeur de l'atome s'appelle le **noyau**, dans lequel est concentrée la plus grande partie de la masse (masse atomique); le noyau peut être comparé au soleil de notre système planétaire, autour duquel tournent les planètes. Il contient les **protons** (particules pourvues de charges électriques positives) et les **neutrons**, électriquement neutres.

La plus grande partie du poids d'un atome est dans les protons et les neutrons qui constituent le noyau; autour d'eux tournent une ou plusieurs particules plus petites pourvues de charges électriques négatives, les **électrons**.

Normalement, dans chaque atome il y a un proton pour chaque électron, de sorte que la charge positive totale du noyau est équilibrée, c'est-à-dire neutralisée, par la charge négative totale des électrons qui l'entourent; par suite **l'atome est électriquement neutre**.

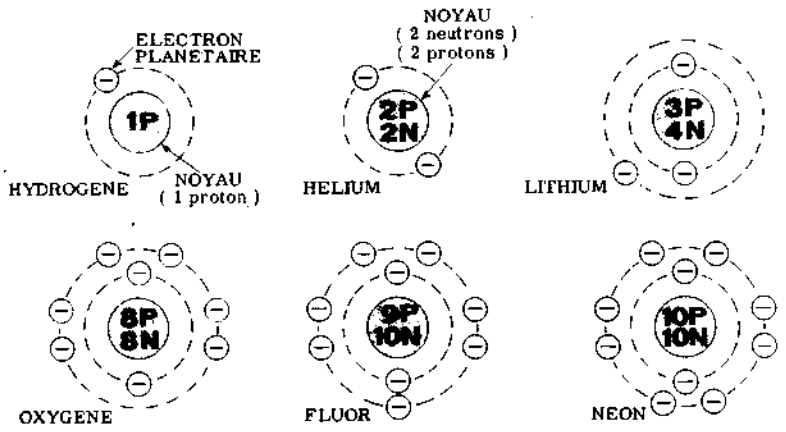


Fig. 2 - Le nombre des protons caractérise l'élément. Structure atomique des éléments: Hydrogène, Hélium, Lithium qui ont respectivement 1 proton; 2 protons et 2 neutrons; 3 protons et 4 neutrons. Les atomes des éléments Oxygène, Fluor et Néon ont respectivement: 8 protons et 8 neutrons; 9 protons et 10 neutrons; 10 protons et 10 neutrons. Tout autour tournent 8, 9 et 10 électrons.

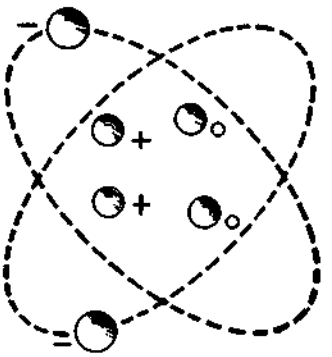


Fig. 3 - Pour nous faire une idée plus exacte de la structure atomique, voici figuré à nouveau l'atome d'Hélium, avec son noyau contenant 2 protons (+), et 2 neutrons (0), autour duquel tournent 2 électrons (—).

Ces électrons ne tombent pas et ne pénètrent pas dans le noyau bien qu'ils soient fortement attirés. Leur propre mouvement de rotation évite la chute — à cause de la force centrifuge — comme cela se produit pour les planètes par rapport au soleil.

Le nombre des protons, qui correspond généralement au nombre des électrons, détermine l'élément, comme on peut le voir dans la **figure 2** qui montre, en un modèle simplifié, divers atomes d'éléments différents, nous basant sur le fait que les électrons décrivent des orbites autour du noyau, tout comme les planètes.

Par exemple, l'hydrogène a un noyau contenant un seul proton, autour duquel tourne un seul électron. L'atome d'hélium possède un noyau contenant deux protons et deux neutrons, avec deux électrons qui tournent autour de lui (**figure 3**).

A la fin de la liste des éléments, rangés en ordre de poids atomiques croissants, on trouve le mendelevium qui est un élément découvert récemment et dont l'atome est formé de 101 protons et 101 électrons.

La Table périodique des éléments, dont nous avons parlé, est une liste ordonnée des éléments classés par *numéros atomiques* croissants (suivant le *nombre des électrons* tournant autour du noyau), et également par ordre de *poids atomique* (correspondant au *nombre des protons et des neutrons* contenus dans le noyau).

Les divers éléments et leurs atomes respectifs ont des poids différents les uns des autres et celui qui se rapproche le plus de l'unité est l'hydrogène, dont le poids atomique est d'environ 1,008, par rapport à celui de l'oxygène qui est 16 (8+8). L'hélium a un poids atomique approximatif de 4 (2 + 2), le lithium de 7 (3+4), le fluor de 19 (9+10), et le néon de 20 (10+10), comme on peut le voir dans la figure 2.

Les électrons de l'orbite extérieure de certains éléments peuvent être séparés facilement du noyau positif de l'atome et peuvent être contraints à se mouvoir dans les métaux, dans le vide ou dans des gaz et, en général, ces électrons ont des caractéristiques très importantes.

Le poids d'un électron est très petit par rapport à celui d'un proton ou d'un neutron, (environ 1/1845 du poids du proton de l'atome le plus léger, l'hydrogène). Le poids d'un électron est de l'ordre de 9×10^{-28} gramme et la charge électrique négative est de $1{,}6 \times 10^{-19}$ *coulomb*. (Nous verrons bientôt la signification de cette unité de mesure de la charge électrique). Par suite de ses caractéristiques, l'électron est une particule très active, présentant de nombreuses possibilités d'utilisation pratique.

Ionisation

En principe, un atome tend à conserver son état naturel, c'est-à-dire celui dans lequel son énergie interne est minimum; mais si celle-ci devient plus grande, l'atome devient **excité**. L'excitation peut être provoquée par des causes diverses, comme par exemple, à la suite d'un choc de l'atome avec une particule positive ou négative se déplaçant à grande vitesse qui peut céder toute ou une partie de son énergie à l'atome lors de la collision. L'excédent d'énergie ainsi absorbée par l'atome peut être, alors, suffisant pour que les électrons de l'orbite extérieure, faiblement attirés par le noyau, abandonnent leur position malgré la force qui tend à les y maintenir.

Un atome qui a ainsi perdu ou capté un ou plusieurs électrons, est dit **ionisé**. S'il perd un électron, l'atome est chargé positivement et devient un **ion positif**, tandis que s'il en capte de nouveaux, il se charge négativement et devient un **ion négatif**. Par suite, on appelle **« ion »** une particule de matière portant une charge positive ou négative bien déterminée.

Electrons libres

Quand un électron d'une orbite extérieure se trouve être séparé d'un atome, il devient un **électron libre**, et quelques électrons des atomes de certains métaux sont si faiblement liés au noyau qu'ils sont à peu près libres de se déplacer d'atomes en atomes; la plus petite force, ou le moindre accroissement d'énergie provoque le déplacement et les transforme en électrons libres. **Un tel mouvement d'électrons libres constitue le passage du courant électrique dans un conducteur.**

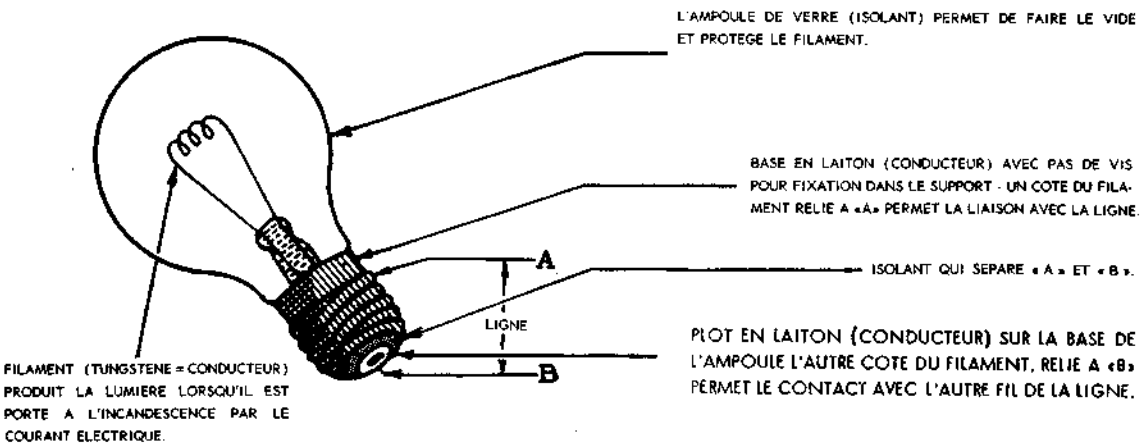


Fig. 4 - Structure d'une lampe dans laquelle sont utilisés des matériaux conducteurs et isolants.

CONDUCTEURS et ISOLANTS

D'une manière générale, tous les matériaux peuvent être divisés en deux grandes catégories: les *conducteurs* et les *isolants*. Une telle subdivision est basée sur leur aptitude plus ou moins grande à permettre le passage d'un courant (mouvement d'électrons), et une telle aptitude est, à son tour, en étroite relation avec la structure atomique.

Conducteurs

Un bon conducteur est un corps qui possède un grand nombre d'électrons libres, et, dans un certain sens, tous les métaux sont conducteurs de l'électricité, quoique certains le soient plus que d'autres. Parmi ces conducteurs se trouvent l'argent, le cuivre, l'aluminium, etc... mais il convient de souligner que si l'argent, par exemple, est un meilleur conducteur que le cuivre, celui-ci est plus largement utilisé, car il est plus économique. L'aluminium est employé comme conducteur dans les cas où le facteur poids est d'importance capitale.

La capacité que possède un corps de conduire l'électricité dépend également de ses dimensions: en fait, les conducteurs se présentent sous forme de barres, tubes ou feuilles, mais ils sont principalement utilisés sous forme de fils. Nous connaissons tous les câbles téléphoniques et les lignes de distribution de l'énergie électrique: ces dernières sont réalisées en fils conducteurs et transportent l'électricité d'un point à l'autre, jusqu'à notre maison, pour nous fournir la lumière et faire fonctionner tous les appareils électro-domestiques.

Les conducteurs, dans leurs diverses applications, sont de diamètres variés, depuis celui d'un cheveu (pour la construction des bobines mobiles des instruments de mesure les plus délicats), jusqu'à ceux de grande dimension utilisés pour les lignes d'alimentation des tramways et des chemins de fer. D'une manière générale, la capacité de conduire l'électricité est fonction directe de la surface de la section du conducteur; cela est dû au fait que, plus grande est la section, plus grand est le nombre des atomes présents et, par suite, plus nombreux sont les électrons libres.

Les fils à brins multiples sont employés quand une certaine flexibilité est nécessaire; c'est le cas, par exemple, des lampes portatives, des fers à repasser, des radiateurs, etc...; en outre, dans le but de les rendre plus maniables et moins sujets aux variations de température et des conditions extérieures, ces conducteurs sont recouverts de caoutchouc, de coton, de plastique ou d'émail. De tels revêtements évitent également ce que l'on appelle les *courts-circuits* (qui sont des contacts indésirables entre les fils et les objets extérieurs ou entre les fils eux-mêmes) et les pertes de courant; ils sont constitués de matériaux dits *isolants*.

Isolants

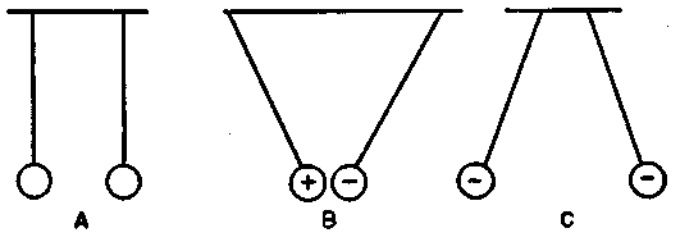
Les corps isolants sont des éléments — ou des combinaisons d'éléments — dont la structure atomique est telle, que les mouvements des électrons, d'atomes à atomes, sont pratiquement nuls: on dit qu'*un corps isolant a peu d'électrons libres.*

Il n'existe aucun corps connu qui soit un isolant parfait, au travers duquel il soit impossible de faire passer un courant, mais, par contre, il en est certains qui sont si peu conducteurs que, pour les usages courants, ils peuvent être considérés pratiquement comme des isolants presque parfaits.

La porcelaine, le verre, l'air, le bois sec, le caoutchouc et l'huile sont considérés comme étant des isolants et nous donnons, ci-dessous une brève liste récapitulative des meilleurs conducteurs et des meilleurs isolants dans l'ordre décroissant de leur qualité.

Conducteurs	Isolants
Argent	Air sec
Cuivre	Verre
Aluminium	Mica
Laiton	Caoutchouc
Zinc	Amiante
Fer	Bakélite

Une des choses principales que nous apprendrons, dans l'étude de l'électricité, est que, si nous ne pre-



Si deux corps électriquement neutres sont placés côte à côte (A) aucune force d'attraction ne se manifeste.

Fig. 5 - Si ces deux corps ont des charges de polarités opposées (B), ils s'attirent. Si les polarités sont de même signe (C), ils se repoussent.

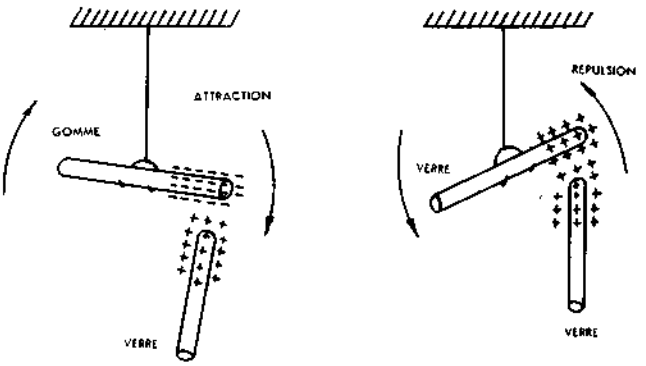


Fig. 5 bis - Un bâtonnet de caoutchouc durci (ébonite) acquiert par frottement une charge d'électricité négative, tandis qu'un bâtonnet de verre, par une action analogue, acquiert une charge positive. En rapprochant ces deux bâtonnets, comme sur la figure, on constate une attraction mutuelle (cas B de la figure 5). Si les bâtonnets sont tous deux de verre, ils ont des charges de même signe et on constate une répulsion (cas C de la figure 5).

nons pas toutes les précautions utiles en manoeuvrant les appareils qui l'utilisent, nous aurons, parfois, la surprise, désagréable et dangereuse, de recevoir une secousse, et les matériaux isolants sont également utilisés pour éviter de tels désagréments. Comme nous l'avons déjà mentionné, les isolants évitent les pertes de courant: le lecteur connaît certainement la structure d'une ampoule électrique et sait parfaitement que des matériaux isolants sont employés dans sa construction, de même que des matériaux conducteurs de l'électricité. Le courant électrique qui chauffe le mince filament (**figure 4**) lui parvient après avoir parcouru une série de conducteurs reliés au générateur de courant, et si nous touchions ce filament alors qu'il est en fonctionnement, nous ressentirions une « secousse » et une brûlure. Toutefois, nous savons que nous pouvons placer ou enlever une ampoule dans sa douille sans aucun danger en touchant seulement le verre. Ceci démontre que le courant électrique ne passe pas dans le verre bien que celui-ci soit en contact avec les parties métalliques reliées au filament: c'est donc un corps isolant.

L'ELECTRICITE STATIQUE

Une des lois fondamentales de l'électricité énonce que **des charges de même signe se repoussent, tandis que des charges de signes opposés s'attirent.** (voir **figure 5 et 5 bis**); ainsi dans l'atome il existe une force d'attraction entre le noyau positif et les électrons négatifs qui tournent autour de lui.

Le terme *statique* se comprend facilement; il signifie « absence de mouvement », c'est-à-dire repos, et à l'origine l'électricité statique fut considérée comme immobile et les physiciens des siècles passés pensaient que l'électricité produite par frottement était immobile. Il est possible de faire une expérience simple pour produire des charges statiques: si l'on passe un peigne bien sec plusieurs fois dans les cheveux, avec une certaine vigueur, on entend de légers craquements qui signifient qu'il y a eu production de charges statiques entre les cheveux et le peigne, par suite du transfert des électrons de l'un à l'autre, consécutif au frottement. Les charges accompagnent le rapide mouvement des électrons en directions opposées, puisque, ainsi que nous l'avons dit, elles se neutralisent mutuellement. Si nous opérons dans l'obscurité, on découvrira la présence de ces charges grâce à l'apparition de petites étincelles.

LA CHARGE ELECTRIQUE dans les CORPS

Au cours de l'expérience décrite, il peut arriver que des mèches de cheveux se dressent verticalement sur la tête du fait que, par suite de la perte d'électrons, les cheveux se trouvent chargés positivement et, ainsi que nous l'avons déjà dit, les charges analogues se repoussent. D'autre part, le peigne, ayant recueilli des électrons supplémentaires, se charge d'électricité négative.

Si nous approchons alors le peigne d'un petit morceau de papier, ce dernier sera attiré et restera collé au peigne pendant un certain temps. La charge négative du peigne repoussera les électrons libres du papier vers la partie du peigne la plus éloignée, provoquant ainsi une charge positive de la partie au contact. Les charges opposées produiront la force d'attraction qui maintiendra le papier au contact du peigne. Pendant ce temps, quelques-uns des électrons en surnombre se déplaceront du peigne vers le papier, le chargeant ainsi d'électricité négative et au bout d'un certain temps — les charges de même signe se repoussant — le morceau de papier se détachera du peigne.

Résumons-nous; un corps est dit **chargé** *s'il contient un nombre d'électrons supérieur ou inférieur à la normale*, et il peut être respectivement positif ou négatif selon que les électrons sont en excès ou en défaut par rapport aux protons, tandis que *si chaque atome a un nombre égal d'électrons et de protons*, le corps est **déchargé**.

Le déplacement des électrons d'un corps implique son contact avec un autre et, ensuite, son éloignement de celui-ci. Le deuxième aura un excès d'électrons et par suite sera chargé négativement, tan-

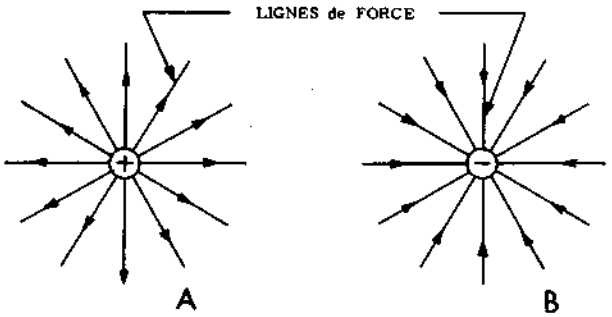


Fig. 6 - Pour indiquer graphiquement la direction et l'intensité d'un champ, on dessine des traits autour du point chargé d'electricité. Si le point est chargé négativement, on figure les flèches pointées vers le centre (B) (attraction).

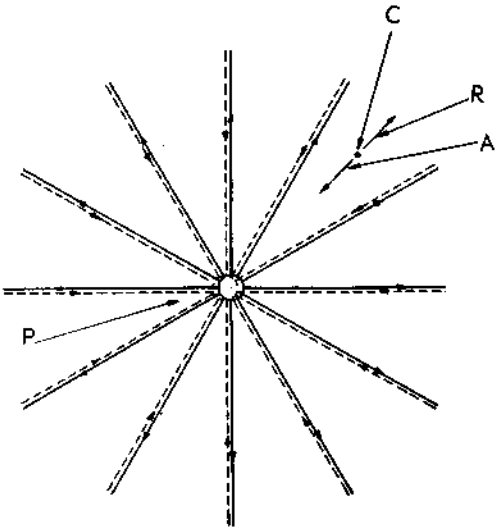


Fig. 6 bis - Imaginons que deux points — chargés respectivement, avec une intensité égale, d'électricité de signes opposés — coincident en P, sur les lignes de force, autour du point, en C par exemple, on aura une attraction A et une répulsion R égales et la force résultante sera nulle.

dis que le premier aura moins d'électrons et sera positif. On pourra vérifier ce principe en frottant un morceau de verre avec de la soie (ainsi que nous l'avons déjà mentionné à propos de la définition des diverses sortes d'électricité due à B. Franklin). Certains électrons seront arrachés d. verre et s'uniront à la soie de telle sorte que le premier (avec moins d'électrons) sera positif et la seconde (avec plus d'électrons) sera négative et pendant tout le temps qu'ils ne seront pas mis en contact, ils maintiendront leurs charges. Toutefois, dès qu'ils auront la possibilité de se toucher, l'excédent d'électrons de la soie sera transféré sur le verre, neutralisant ainsi la charge des deux corps.

La LOI de COULOMB sur les CHARGES

Nous avons démontré expérimentalement que les corps chargés électriquement s'attirent quand leurs charges sont de signes opposés et se repoussent quand elles sont de même signe. Le fait que les électrons et les protons s'attirent mutuellement, montre que les électrons se repoussent entre eux, comme le font les protons eux-mêmes.

La force d'attraction ou de répulsion varie avec l'intensité de la charge et avec la distance; une telle relation est définie dans la loi sur les forces découverte par un savant français du nom de Charles A. Coulomb. Cette loi affirme que **les corps chargés électriquement s'attirent ou se repoussent réciproquement avec une force directement proportionnelle au produit de leurs charges respectives et inversement proportionnelle au carré de la distance entre ces corps.(*)**

La charge d'un électron et d'un proton peut être employée comme unité de charge électrique, mais il ne serait pas pratique d'employer une unité aussi petite. Comme unité de charge électrique, on a adopté le **coulomb** qui équivaut à la charge de 6 280 000 000 000 000 000 électrons. Ainsi que nous l'avons dit dans la note de la page 8, une façon plus commode d'exprimer une telle unité est d'écrire $6{,}28 \times 10^{18}$ électrons.

Le symbole qui représente le coulomb est *Q*.

CHAMP ELECTRIQUE et LIGNES de FORCE

Champ électrique

L'espace qui entoure les corps chargés électriquement ou qui s'interpose entre eux, dans lequel ils exercent leur influence, s'appelle **champ électrique de force**. Ce champ n'exige aucun moyen de liaison, ni physique, ni mécanique et peut exister dans n'importe quel milieu, l'air, le verre, le papier, etc... et le vide. **Champs électrostatiques** et **champs diélectriques** sont d'autres expressions d'usage courant qui signifient la même chose, c'est-à-dire cette zone où se manifeste cette force.

Les champs de force s'étendent dans l'espace qui entoure leur point d'origine et, d'une manière générale, **leur intensité diminue proportionnellement au carré de la distance de la source.**

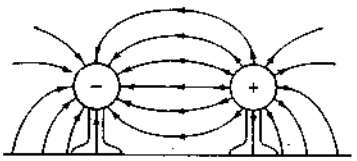
Comme exemple d'un champ de force, on peut mentionner la force de gravitation qui pénètre tout l'espace autour de la terre et dont l'action a pour effet de provoquer la chute, vers la terre, de tous les corps.

Newton découvrit la loi de la « gravitation universelle », laquelle énonce que **tout corps exerce sur un autre corps une force d'attraction directement propor-**

(*) Nous trouverons souvent les expressions **directement proportionnelle** et **inversement proportionnelle**: indiquons brièvement leur signification et donnons également quelques exemples démontrant la loi de Coulomb.

La proportion est une relation qui existe entre deux grandeurs ou quantités. Elle est **directe** quand l'augmentation ou la diminution d'une de ces grandeurs détermine l'augmentation ou la diminution de l'autre, dans la même proportion. Elle est **inverse** si l'augmentation d'une des grandeurs provoque une diminution de l'autre, toujours en proportion, et vice-versa.

Reportons-nous, maintenant, à la loi de Coulomb relative à la force agissant sur deux corps chargés électriquement. Supposons que deux corps, **A** et **B**, ont respectivement des charges électriques correspondant numériquement à 5 et 6. Le produit de leurs valeurs — c'est-à-dire la force avec laquelle les deux corps s'attirent (ou se repoussent, suivant leur polarité respective) — est 30. Si ces charges, par exemple, sont doublées et atteignent les valeurs respectives de 10 et 12, le produit devient 120, qui est, comme on le voit quatre fois plus grand que le précédent qui était 30. De même si ces charges étaient réduites à la moitié de leurs valeurs primi-



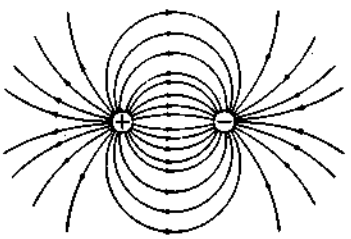
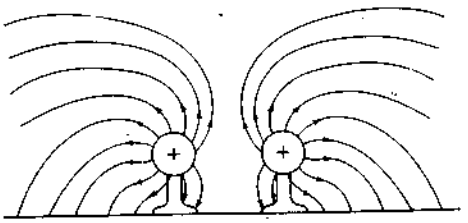


Fig. 7 - Par contre si les points chargés d'électricité de signes contraires ne coïncident pas, mais sont séparés, le champ électrique environnant se formera comme le montre la figure (du positif vers le négatif).



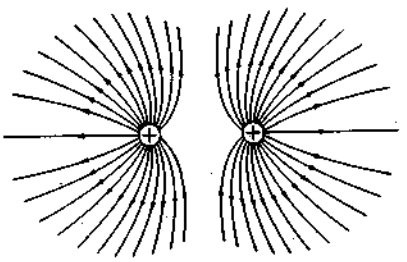


Fig. 7 bis - Toujours entre deux points séparés chargés d'électricité, si les charges sont de même signe on constatera une répulsion. On remarquera que les lignes ne sont pas parallèles, mais qu'elles s'incurvent vers l'extérieur à partir du centre.

tionnelle au produit de leurs masses et inversement proportionnelle au carré de la distance qui les sépare.

En vertu de ce qui précède, il est possible de constater l'analogie existant entre la loi de la gravitation et la loi d'attraction des corps électriquement chargés. Le champ de gravitation maintient la cohésion de l'Univers; sans lui les planètes, la terre y comprise, se déplaceraient au hasard dans l'espace, au lieu de tourner autour du soleil, et la lune cesserait de tourner autour la terre. En outre, sous l'effet de la rotation de la terre sur son propre axe, tous les objets et les corps qui se trouvent à sa surface seraient projetés dans l'espace. De même, les électrons qui tournent à très grande vitesse autour du noyau positif de l'atome sont maintenus sur leur orbite grâce à la force d'attraction exercée par le noyau, ce qui permet de déduire qu'entre les électrons et le noyau il doit, nécessairement, exister un champ de force.

Compte tenu de leurs dimensions relatives, il existe une très grande distance entre les électrons et le noyau, même dans les atomes les plus denses; par exemple, si une petite pièce de monnaie en bronze était agrandie aux dimensions de l'orbite que décrit la terre autour du soleil, soit un diamètre de 250 000 000 de km environ), les électrons de cette pièce auraient les dimensions d'un ballon de football et la distance entre eux serait de l'ordre de 5 km.

Lignes de force

Pour représenter graphiquement la direction et l'intensité d'un champ on utilise des lignes; l'intensité du champ est indiquée par la densité (nombre de lignes par unité de surface, tandis que la direction est indiquée par des flèches dont la pointe est tournée dans le sens où se déplacerait une petite charge imaginaire.

Pour trouver la direction dans laquelle agit une force, on peut employer une petite charge positive ou négative, puisque la force du champ diélectrique se manifeste également pour les deux. Toutefois, d'une manière arbitraire, il est convenu d'employer une petite charge « positive » pour déterminer la direction du champ.

L'expérience prouve que la direction du champ entourant une charge **positive** s'éloigne de cette charge, puisque une petite charge positive imaginaire serait **repoussée**, tandis que le champ entourant une charge **négative** est dirigé vers la charge elle-même, puisque une charge positive serait **attirée** (**figure 6** et **6 bis**).

On peut voir, sur la **figure 7**, que le champ existant entre deux charges de signes contraires est dirigé du positif vers le négatif. La figure **7 bis** montre, par contre, le champ électrique entourant deux charges de même signe et l'on peut noter que les lignes de force se repoussent mutuellement. De plus, on voit sur la figure 7 bis que les lignes de force entre deux corps électriquement chargés ne sont pas parallèles mais au contraire, s'infléchissent vers l'extérieur à partir du centre, comme si elles se repoussaient réciproquement. Sur les deux figures, les lignes se terminent sur les objets et s'étendent toujours de la charge positive vers la charge négative. Ce sont évidemment des lignes imaginaires tracées dans l'espace dans lequel agit une force réelle et, dans ces deux exemples, la direction de la force est, répétons-le, la même que celle

---

tives, soit 2,5 et 3, leur produit serait égal à 7,5; ainsi des charges deux fois moindres donnent un produit quatre fois moins élevé. Dans l'un et l'autre cas, l'action est pourtant toujours directement proportionnelle.

La loi de Coulomb fait également état d'un autre facteur: la distance entre les deux corps. Supposons qu'une force F existe entre les deux corps déjà cités, d'une charge respectivement 5 et 6, et qu'ils se trouvent placés à une distance de 5 cm. La loi parle du carré de la distance (nous avons déjà expliqué que le carré d'un nombre est égal au produit du nombre par lui-même). Dans notre cas, la distance étant de 5 cm, son carré est 25. Le produit des deux charges étant 5 x 6 = 30, en divisant ce nombre par le carré de la distance (25), nous obtiendrons 1,2 comme valeur de la force F.

Voyons, maintenant quelle valeur prendra la force F si nous doublons la distance (10 cm). Nous aurons le même produit 30, divisé par le carré de 10 (10 x 10) qui est 100, ce qui donne 0,3. La distance est simplement doublée, mais la force est quatre fois moins forte: elle diminue en fonction du carré de la distance. L'action est toujours proportionnelle, mais inversement.

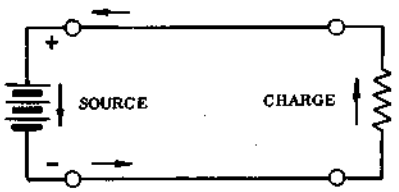


Fig. 8 - En réunissant les deux pôles d'un générateur de courant (source) à une « charge », on réalise « un circuit électrique ». Dans celui-ci, les électrons libres commencent immédiatement à circuler dans les conducteurs donnant lieu au « courant électrique ». Le sens de circulation des électrons va du pôle négatif au pôle positif, avec passage à travers la charge.

Fig. 9 - Le passage de 6.280.000.000.000.000.000 d'électrons dans une section du conducteur, par seconde, donne l'unité de mesure d'un courant, soit 1 « ampère » Ces électrons, bien que n'en ayant représenté que quelques-uns, sont distribués tout au long du conducteur.

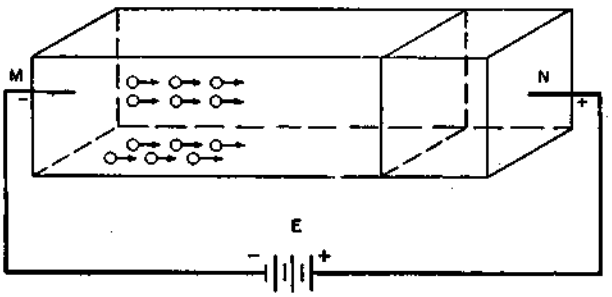
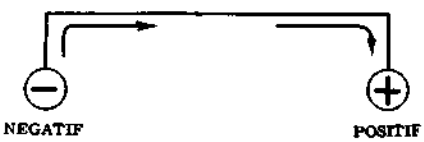


Fig. 10 - Le mouvement des électrons (courant) entre deux corps électriquement chargés et reliés par un conducteur, se poursuit tant que persiste la force qui l'a produit, c'est-à-dire la « force électromotrice » ou « tension »; il cesse quand les deux charges sont équilibrées.



dans laquelle se déplacerait une petite charge positive si elle était introduite dans le champ: c'est-à-dire **de la charge positive, vers la charge négative**.

Le COURANT

Jusqu'à présent nous avons parlé uniquement d'*électricité statique*, c'est-à-dire d'*électricité immobile*. Les électrons présents dans un conducteur se déplacent pourtant constamment, et changent de position selon un processus « vibratoire ».

Si nous relions une source d'énergie (une pile ou un générateur de courant continu, par exemple) aux deux extrémités d'un **circuit électrique**, (on désigne ainsi un parcours aménagé pour le passage du courant) comme le montre la **figure 8**, les électrons libres commencent instantanément à se déplacer le long des conducteurs, aussi longs soient-ils, dans une direction unique; on considère que la direction du mouvement va de l'*extrémité « négative » de la source, vers son extrémité « positive »*, à travers la charge.

Une telle direction est opposée à celle précédemment établie, par convention, selon laquelle le courant s'écoule du pôle positif vers le pôle négatif. En effet, dans notre exposé, nous avons choisi comme base d'établissement des règles qui gouvernent l'analyse des circuits, la *direction du mouvement électronique* qui est le sens exact du mouvement des électrons dans les conducteurs et, ainsi que nous le verrons, dans le vide et les gaz, et qui est inhérent au sens réel du courant (ou mouvement des électrons libres); c'est à cela que devra toujours se référer le technicien.

Bien que le mouvement des électrons libres dans un circuit soit relativement lent, la vitesse de réponse est très élevée, c'est pourquoi, dès que la source d'énergie est reliée au circuit, les électrons commencent immédiatement leur mouvement vers la « charge », qui n'est autre chose que le circuit lui-même parcouru par les électrons.

L'intervalle de temps qui s'écoule entre l'instant où le circuit est relié à la source et l'instant où commence le passage du courant dans la charge, peut être déterminé en divisant la distance entre la source et la charge par une constante égale environ à la vitesse de la lumière. Si donc la charge est située à 0,3 km de la source l'intervalle de temps est de 0,3:300 000 km à la seconde, soit 0,000001 seconde, plus commodément appelée 1 *microseconde*.

Ainsi le passage du courant est quasi instantané et se produit en même temps en tous les points du circuit relié à la source; **un tel mouvement d'électrons constitue le courant électrique** proprement dit.

Pour déterminer la *quantité* de courant il convient d'adopter une unité de mesure; l'unité de courant (voir **figure 9**) est appelée **ampère** du nom du savant français André Marie Ampère qui découvrit, en 1823, la relation qui existe entre le sens du courant dans un conducteur et la direction du champ magnétique qui l'environne.

On emploie la lettre I comme symbole de l'intensité du **courant** électrique.

Le passage de 1 ampère équivaut au mouvement de $6{,}28 \times 10^{18}$ électrons à la seconde (nous avons vu que ce nombre représente la charge de 1 coulomb), à travers un point déterminé du circuit, et peut être comparé au débit d'un tuyau d'eau exprimé en litres par seconde.

Le débit d'un courant en ampères et la quantité d'électricité qui parcourt un circuit, sont en relation entre eux, ayant un facteur commun, *le temps*. Pour cette raison, la quantité de charges électriques parcourant un circuit est égale au produit du courant en ampères I par la durée du passage de ce courant exprimé en secondes (représenté par la lettre t).

$$Q = I\,t$$

Q = Charge électrique en coulombs

I = Intensité en ampères

t = Temps en secondes

Par exemple, si un courant de 2 ampères parcourt un circuit pendant 10 secondes, la quantité d'électricité mise en mouvement dans le circuit est de $2 \times 10 = 20$ coulombs. De même, si l'on fait passer 20 coulombs dans un circuit dans un temps de 10 secondes, le courant sera

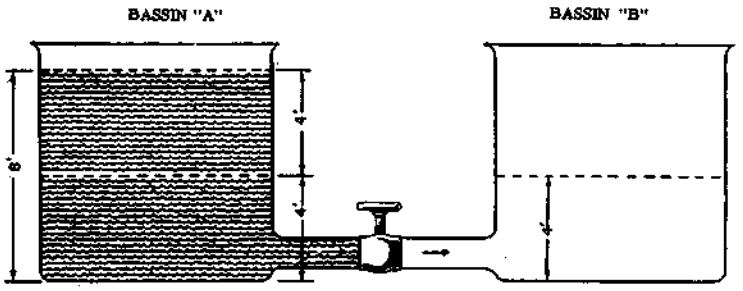


Fig. 11 - Analogie avec le phénomène de la différence de potentiel. Entre le bassin A et le bassin B (entre un pôle et l'autre) il existe — quand le robinet est fermé (conducteur interrompu ou manquant) — le maximum de pression (tension). En ouvrant le robinet (fermeture du circuit), l'écoulement (courant) commence vers B jusqu'à ce que le liquide ait atteint le même niveau dans les deux récipients: alors l'écoulement s'arrête (il n'y a plus de différence de potentiel).

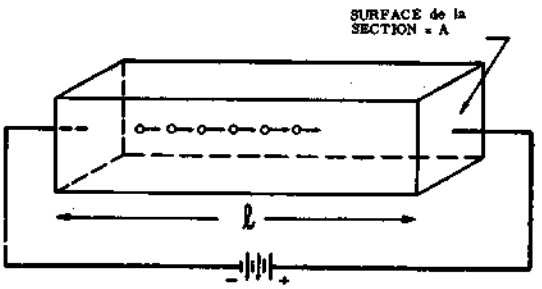


Fig. 12 - Un conducteur électrique oppose une certaine « résistance » au libre passage du courant: cette résistance dépend de la nature du corps formant le conducteur, de sa longueur « l » et de la surface de sa section « A ».

de 20 : 10 = 2 ampères. Il convient de noter que l'indication d'un courant en ampères implique une certaine quantité de coulombs à la seconde, sans indiquer ni les coulombs eux-mêmes, ni les secondes; par suite, le passage d'un courant de 2 ampères équivaut — cela est sous-entendu — à un débit de 2 coulombs à la seconde.

La TENSION

La force qui détermine le mouvement des électrons libres dans un conducteur sous la forme d'un courant électrique s'appelle **force électromotrice** (*f.e.m.*) ou **tension** ou **différence de potentiel**. Quand elle existe entre deux corps chargés électriquement et reliés par un conducteur, les électrons se déplacent à travers ce dernier du corps négatif vers le positif, jusqu'à ce que les deux charges soient égales, c'est-à-dire que la différence de potentiel soit neutralisée (**figure 10**).

Un phénomène analogue est illustré à la **figure 11** qui représente deux récipients remplis d'eau et reliés entre eux par un tuyau et un robinet; tout d'abord, ce robinet étant fermé, l'eau se trouve toute contenue dans le réservoir «A » et exerce une pression maximum sur le robinet. Quand celui-ci est ouvert, le liquide coule par le tuyau du récipient « A » vers le récipient « B » jusqu'à ce qu'il atteigne le même niveau dans les deux. A ce moment, il cesse de couler puisqu'il n'existe plus de différence de pression entre les deux.

Il existe divers moyens pour produire une tension électrique, les plus connus sont la pile et le générateur rotatif. Le savant italien A. Volta (1745 - 1827) a inventé la première pile électrique et l'unité de tension, le **volt**, est ainsi appelée en son honneur.

L'intensité du courant qui passe dans un circuit électrique est directement proportionnelle à la différence de potentiel présente aux bornes du circuit, exactement comme le débit de l'eau dans le tuyau de la figure 11 est directement proportionnel à la différence des niveaux des deux récipients.

Une loi fondamentale de l'électricité s'énonce ainsi. **le courant est directement proportionnel à la tension appliquée.**

La RESISTANCE

La résistance électrique est *l'opposition* que présente un circuit au courant qui le parcourt. Le circuit simplifié de la figure 8 présente une résistance différente selon les diverses parties qui le composent, c'est-à-dire la source, la charge et les conducteurs de liaison.

Le diamètre et la substance formant les conducteurs doivent être choisis pour offrir la moindre résistance, de telle sorte que le courant puisse facilement passer, comme l'eau coulant dans le tuyau de la figure 11 dès que le robinet est ouvert. Si la pression de l'eau demeure constante, le débit varie avec le degré d'ouverture du robinet; moins il sera ouvert, plus grande sera l'opposition à l'écoulement du liquide et moindre sera le débit.

Dans un circuit électrique, plus grand sera le diamètre des conducteurs, plus faible sera la résistance électrique qu'ils opposeront au passage du courant. Dans l'exemple de l'eau, le frottement contre les parois internes du tuyau s'oppose au transfert du liquide d'un récipient à l'autre; un tel frottement peut être comparé à une résistance électrique.

La résistance que le tuyau oppose au passage de l'eau dépend: 1) de sa longueur, 2) de sa section et 3) de la nature de la paroi intérieure (lisse ou rugueuse).

De même, la résistance opposée par les conducteurs électriques dépend:

1) de leur longueur, 2) de leur section et 3) de la nature du métal utilisé (cuivre, aluminium, etc.) (**figure 12**).

L'unité de mesure de la résistance est l'**ohm**. Elle est exactement connue et dérive — comme nous le verrons par la suite — des valeurs des autres unités électriques présentes dans le circuit: la tension (volt) et le courant (ampère).

Il suffit de dire, pour le moment, qu'un conducteur (ou un circuit) **a une résistance de un ohm quand une différence de potentiel de un volt appliquée à ses bornes provoque le passage d'un courant de un ampère.**

Leçon n° 5

MATERIEL de CONSTRUCTION

PREFIXES

Dans tous les systèmes de mesures, il n'est pas suffisant de disposer d'une seule unité pour exprimer toutes les valeurs. Par exemple, tandis que l'on emploie le centimètre pour les petites longueurs, on utilise également le millimètre pour les longueurs encore inférieures ou, à l'inverse, le kilomètre pour les distances beaucoup plus grandes.

De même, dans le cas des mesures électriques, on a créé des unités qui sont des multiples ou des sous-multiples des unités de base. Ces unités supplémentaires sont données, ci-dessous, en se référant — à titre d'exemple — à l'unité de mesure de la résistance qui est « l'ohm »; elles sont donc formées par le terme ohm précédé d'un préfixe qui détermine le facteur ou le rapport:

Méga-ohm	=	1 000 000 ohms
Kilo-ohm	=	1 000 ohms
Centi-ohm	=	1/100 ohm (peu employé)
Milli-ohm	=	1/1 000 ohm (peu employé)
Micro-ohm	=	1/1 000 000 ohm
Micro-micro-ohm . . .	=	1/1 000 000 de micro-ohm

Par exemple, le terme « kilo » signifiant 1 000, 1 kilovolt (kV) désigné 1000 volts et, par suite, 1 volt équivaut à un millième de kV.

De tels préfixes — que nous avons déjà vus employés dans les mesures des fréquences — peuvent être utilisés avec toutes les unités électriques. Ils constituent un moyen pratique pour exprimer des valeurs très grandes ou très petites.

Lorsque dans les formules nous utilisons les unités électriques, il convient de toujours tenir compte des facteurs de multiplication ou de division exprimés, afin de calculer exactement la valeur réelle.

RESISTANCES FIXES et VARIABLES

Il existe des substances qui, tout en étant conductrices, présentent une résistivité tellement grande que leur meilleur emploi — en électronique — consiste dans leur utilisation pour convertir — et parfois pour dissiper — l'énergie électrique en énergie thermique. Un exemple courant nous en est donné par la résistance des radiateurs et autres fourneaux électriques, ainsi que par le fer à souder que nous avons examiné en détail dans notre dernière leçon.

Si une certaine quantité de ces matériaux (par exemple sous forme d'un fil enroulé sur un support convenable) est munie de deux bornes à ses extrémités pour recevoir des fils de liaison, on obtient ce qu'on appelle couramment une **résistance.**

On peut faire en sorte qu'entre les deux extrémités soit comprise toute, ou seulement une partie de la résistance et on obtient ainsi une résistance variable ou **rhéostat**. Dans ce cas, la résistance peut être pratiquement réalisée (voir **figure 1**) en enroulant un fil de métal spécial sur un support isolant. Une extrémité est pourvue d'une borne ou d'une cosse pour la liaison au circuit extérieur, tandis qu'un curseur, ou ressort de contact, peut se déplacer tout le long de la résistance au moyen d'une commande mécanique; il permet, ainsi, de choisir la valeur de résistance désirée et constitue l'autre borne.

Un autre type comporte trois bornes ou cosses, une à chaque extrémité et une pour le curseur; celui-ci, pendant sa course, peut se déplacer vers l'une ou l'autre des extrémités. Le rhéostat prend, alors, le nom de **potentiomètre**. La **figure 2** illustre ce dernier type.

Le rhéostat a pour but principal de permettre de faire varier le courant qui parcourt un circuit donné. Sur la **figure 3 - A**, nous voyons que l'extrémité mobile *A* (curseur) peut parcourir toute la longueur de la résistance faisant ainsi varier la partie comprise dans le circuit et, par suite, le courant (ceci étant la conséquence d'une loi, dite *loi d'Ohm*, que nous examinerons en détail dans la leçon suivante).

Sur la figure **3 - B** la tension entière de la batterie est présente aux bornes de la résistance, tandis qu'une partie seulement de cette tension est prélevée entre une extrémité de la résistance et le curseur. Dans ce deuxième cas, le potentiomètre agit comme un *diviseur de tension*, cette appellation suffisamment claire signifiant que le circuit prélève seulement une partie de la tension totale; de ce fait, on fait également varier le courant dans le circuit d'utilisation.

Dans un certain sens, outre la longueur du conducteur, sa section et sa nature, la température influe également sur la valeur de la résistance. Pour beaucoup de conducteurs comme, par exemple, le cuivre, l'aluminium, le fer, etc..., la résistance augmente avec la température; le carbone, par contre constitue une exception, sa résistance diminue quand sa température augmente. Certains alliages métalliques (le constantan, par exemple) ont une résistance qui ne varie pas de manière appréciable avec la température.

La résistance relative de divers conducteurs de

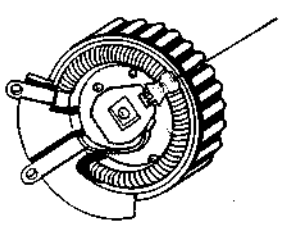


Fig. 1 - Rhéostat à résistance bobinée. Une des cosses terminales est reliée à une extrémité du fil et l'autre au curseur; toutes deux sont isolées de la carcasse. La résistance ohmique entre les deux cosses varie de zéro au maximum, suivant la position du curseur.

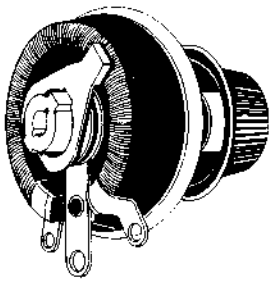


Fig. 2 - Potentiomètre: il a comme points de contact, le début et la fin de l'enroulement et le curseur. Souvent il est également prévu une cosse dite de « masse » pour le boîtier métallique.

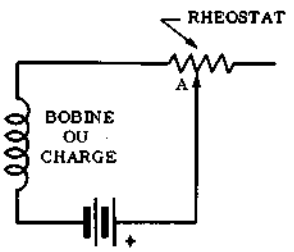


Fig. 3-A - Schéma typique de l'emploi d'un rhéostat. En déplaçant le curseur « A » vers la gauche, la tension augmente aux bornes de la charge, l'intensité en fait de même. La tension et l'intensité diminuent en déplaçant le curseur vers la droite.

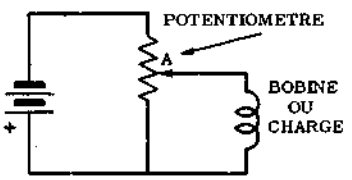


Fig. 3-B - Schéma type d'emploi d'un potentiomètre. La tension de la batterie est présente aux bornes de la résistance entière. La position du curseur détermine la tension appliquée à la charge.

mêmes longueurs et de mêmes sections peut être comparée dans le tableau ci - dessous:

Argent	1,00
Cuivre	1,08
Or	1,40
Aluminium	1,80
Platine	7,00
Plomb	13,50

Dans cette courte liste, la résistivité de l'argent est prise pour unité, tandis que la résistivité des autres métaux va en ordre croissant.

Parmi les différents matériaux communément employés dans la fabrication des résistances métalliques, nous trouvons *l'argentan*, formé d'un alliage de cuivre, de nickel et de zinc en proportions variables; une augmentation du pourcentage de nickel, augmentant la résistance. Cet alliage a un coefficient de température élevé. Les alliages de cuivre et de nickel, et de fer et de nickel ont une grande résistivité, la première étant de 10 à 30 fois plus élevée que celle du cuivre.

Les alliages de nickel et de chrome ont une résistance 60 à 70 fois plus grande que celle du cuivre et sont particulièrement utilisés dans les dispositifs fonctionnant à une température élevée comme, par exemple, les fours électriques. Certaines substances ont une résistivité très élevée.

1 - Le carbone, par exemple, a une résistivité qui varie de 400 à 2 400 fois plus que celle du cuivre, suivant le traitement subi par le matériau. Il est largement utilisé dans la fabrication des charbons de contact des moteurs électriques, ainsi que pour la construction des résistances fixes employées dans les appareils radio et dans tout le matériel électronique, en général.

2 - Le sélénium, qui est un élément appartenant à la catégorie des corps non métalliques, possède la propriété de voir sa résistance diminuer sous l'action de la lumière.

3 - Le bismuth, par contre, a une résistivité qui dépend de l'intensité du champ magnétique dans lequel il est placé.

PERTES THERMIQUES et CARACTERISTIQUES de PUISSANCE

On a découvert expérimentalement que, quand un courant I passe à travers une résistance R pendant t secondes, la quantité de chaleur qui se produit (exprimée en unité de mesure appropriée, le *joule*) est donnée par:

$$H = R I^2 \cdot t$$

dans laquelle:

H = chaleur produite en joules — I = courant en amp.
R = résistance en ohms — t = temps en secondes

La quantité de chaleur produite en une seconde ($t = 1$) est visiblement exprimée par RI^2 joules. Or, un *joule à la seconde* est également appelé **watt**, unité exprimant la quantité de chaleur produite. Nous aurons donc (*):

$$watt = \frac{H}{t} = W = RI^2$$

W est normalement considéré comme une perte correspondant à RI^2 et, dans la plus grande partie des appareils, il est nécessaire de maintenir cette perte de

(*) Nous croyons utile de préciser que l'égalité ci-dessus, de même que toutes les égalités en général — c'est-à-dire toutes les expressions constituées par deux membres d'égale valeur — prennent le nom d'« équations ».

Le produit entre deux ou plusieurs nombres, ou lettres représentant des valeurs numériques, peut être indiqué aussi bien par un point placé entre eux, que par le signe de multiplication « x », ou même — ce qui est assez fréquent avec les lettres — par simple rapprochement des différents facteurs. Comme on le voit ci-dessus, R I² signifie ainsi R × I².

Il en est de même pour la division qui peut être indiquée sous différentes formes; par exemple, toujours dans l'équation ci-dessus, la division de « H » par « t » peut être écrite soit comme nous l'avons fait, soit encore sous les formes H/t ou H : t.

Comme on aura pu le voir au cours de ces premiers exposés, on utilise très souvent des lettres pour indiquer les unités électriques, ou plus généralement physiques, déterminées. C'est ainsi que nous trouvons encore, outre ceux déjà connus, le symbole V pour représenter une tension en général, le symbole R pour indiquer une résistance quelconque et la lettre W (voir plus haut) pour représenter la puissance.

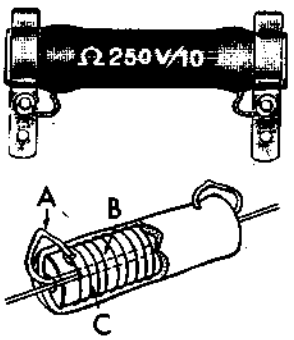


Fig. 4 - Résistance de dissipation élevée (fort wattage) de valeur fixe. Elle peut supporter des courants d'intensité relativement forte et est protégée par une couche d'émail. En A le fil de connexion, en B le tube support en céramique, en C l'enroulement en fil résistant.

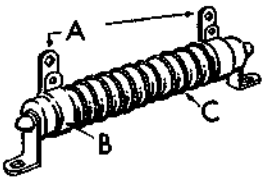


Fig. 4-bis - Autre modèle de résistance à forte dissipation. En A les extrémités, en B le support en céramique et en C le fil résistant enroulé en spirale. Il n'y a aucun enduit protecteur sur le fil.

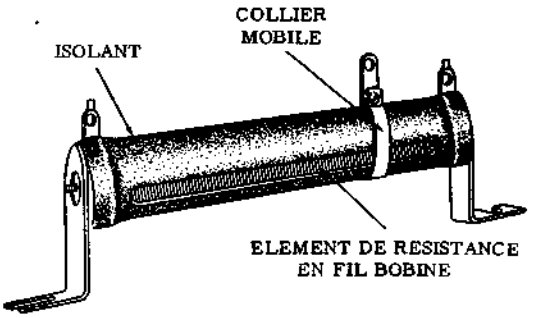


Fig. 5 - Résistance variable bobinée. L'enroulement est fait sur un tube de céramique et recouvert d'un émail. Ayant trois prises elle ressemble à un potentiomètre, mais elle se règle uniquement par déplacement du collier mobile; elle est appelée « semi-fixe » ou « ajustable ».

puissance à sa valeur la plus faible possible, cela pour deux raisons:

1 - elle constitue une perte d'énergie.

2 - elle augmente la température interne des appareils.

Du moment qu'un conducteur s'échauffe quand il est parcouru par un courant, il est important de le choisir d'une dimension, d'une section, suffisante pour éviter tout échauffement lors du passage du courant pour lequel il est normalement prévu. Pour chaque section des différents types de conducteurs, il est spécifié le courant maximum qu'ils peuvent supporter sans provoquer leur échauffement. Comme nous l'avons déjà dit, dans certaines applications, comme par exemple dans les lampes, les résistances chauffantes, etc... on recherche, par contre, l'effet thermique du passage du courant. Dans certains cas, comme dans de nombreux récepteurs de radio, par exemple, les courants sont tellement faibles que l'effet d'échauffement des conducteurs peut être négligé.

Pour résumer notre sujet, nous pouvons dire: quand un courant passe dans un appareil électrique il se produit une certaine consommation de puissance; cette consommation est exprimée en watts, dans le cas d'une résistance, par la formule $W = R I^2$, dans laquelle W est la puissance en watts, I le courant en ampères et R la résistance en ohms.

La puissance consommée dans une résistance est complètement dissipée en chaleur; en conséquence, plus sa surface sera grande — et plus la circulation de l'air se fera librement autour d'elle — plus grande sera la facilité qu'aura cette résistance à dissiper la chaleur. Généralement, une résistance de grandes dimensions (nous entendons dimensions matérielles) sera d'une puissance supérieure à une résistance, de même valeur ohmique, mais de dimensions inférieures.

Les fabricants de résistances classent leurs produits de deux façons: en ohms pour la résistance et en watts pour la puissance. Parfois, même, ils spécifient si la résistance doit être placée dans un endroit aéré et à une certaine distance des autres éléments pour permettre la dissipation prévue.

Lorsque les résistances employées dans les circuits radio ou autres montages électroniques doivent être forcément réunies dans un espace restreint, elles seront prévues d'une puissance supérieure à celle nécessaire si elles étaient utilisées conformément aux spécifications du constructeur; elles sont, parfois, prévues d'une puissance 2 à 4 fois plus grande que celle qui serait requise pour faire le même travail dans des circonstances normales.

RESISTANCES du COMMERCE

Les résistances peuvent être classés en deux groupes selon leur constitution: les *résistances bobinées* à fil — prévues pour des puissances de 2 watts et plus — et les *résistances agglomérées*, pour des puissances inférieures à 2 watts.

Résistances bobinées

Elles se divisent, à leur tour, en deux catégories principales:

1 - *Résistances fixes*, ayant une valeur déterminée, pourvues de deux bornes ou cosses à leurs extrémités et, tout au plus, d'un ou plusieurs colliers dont la position dépend de la valeur intermédiaire désirée. Elles sont généralement constituées par un support en matière isolante résistant aux fortes températures (céramique, stéatite, mica, etc...) sur lequel est bobinée la résistance proprement dite, formée par un fil dont la section et la résistivité dépendent de la valeur de la résistance et de la puissance désirées.

Aux extrémités du support sont fixés deux colliers métalliques (par vis ou rivets) qui assurent la fixation du fil résistant et permettent le montage de la résistance par soudure aux autres éléments. Une fois construites, ces résistances sont généralement recouvertes d'un vernis spécial vitrifié, qui a pour effet de protéger le fil et d'éviter que les spires ne viennent en contact entre elles; les valeurs, en ohms et watts, sont im-

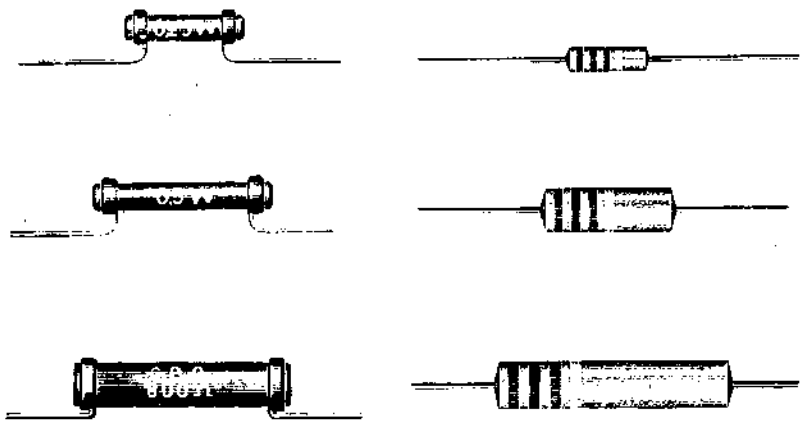


Fig. 6 - Résistances au carbone, de 1/4 (0,25), 1/2 (0,5) et 1 watt de dissipation, en grandeur réelle. Les modèles de gauche ont leurs valeurs imprimées sur leurs corps, ainsi que les wattages; dans les modèles de droite (les plus courants de nos jours), les valeurs sont indiquées au moyen d'anneaux de couleurs suivant un code international. Les fils des extrémités peuvent être coupés ou pliés selon les besoins.

primées sur ce vernis. Des résistances bobinées typiques, de wattage élevé, sont illustrées sur la **figure 4**.

2 - *Résistances variables*, (rhéostats et potentiomètres), ayant une valeur de résistance variable, de zéro à la valeur maximum indiquée par le constructeur. N'ayant pas de prise à une extrémité les rhéostats ont seulement deux bornes, tandis que les potentiomètres en ont trois. Elles sont formées d'une résistance à fil, bobinée sur un support isolant qui peut être plat ou cylindrique. Dans certains cas, le curseur est constitué par un collier mobile, pourvu d'une vis réglable à la main, qui peut être placé dans la position voulue et fixé au moyen de cette vis (**figure 5**). Dans d'autres cas, le support de forme plane, est plié en cercle et monté sur un autre support pourvu d'un axe solidaire du curseur. Dans les figures 1 et 2 nous avons montré deux modèles de résistances variables (rhéostat et potentiomètre bobinés). Il en existe d'autres types que nous verrons bientôt, ce sont les résistances variables au graphite ou à couches.

Résistance au carbone

Pour réaliser des résistances bobinées de valeur ohmique élevée, il faudrait utiliser une telle quantité de fil résistant, qu'elles deviendraient trop coûteuses et très encombrantes. Les résistances sont alors constituées par du carbone pulvérisé mélangé à une substance agglomérante. Le rapport entre la quantité de carbone et celle du liant détermine la résistivité du mélange au centimètre; il est donc possible d'obtenir ainsi des résistances de toutes les valeurs.

Elles sont normalement constituées par un support isolant cylindrique (en porcelaine ou autre matière analogue) sur lequel est déposée une couche de matière résistante. Aux extrémités du tube sont fixés deux embouts métalliques pourvus de fils de connexions en cuivre étamé.

Les résistances au carbone, actuellement dans le commerce, sont de dimensions et de types variés. Elles sont souvent recouvertes d'un vernis spécial de protection sur lequel est imprimée la valeur ohmique. Les résistances de production américaine, sont réalisées suivant un autre procédé qui est d'ailleurs adopté actuellement par tous les constructeurs européens. Elles sont constituées par un petit tube isolant à l'intérieur duquel est contenue la quantité de matière résistante nécessaire pour obtenir la valeur désirée. Des deux extrémités du tube sortent des fils rigides permettant les liaisons avec les autres éléments du montage. Sur ce type de résistance, le plus courant de nos jours, la valeur ohmique est indiquée au moyen d'un code de couleurs; la précision ou tolérance prévue par le fabricant est également indiquée par un anneau de couleur or ou argent, placé vers une des extrémités du corps. Si l'anneau est de couleur or, la tolérance est de ± 5%, s'il est d'argent, elle est de ±10%. Cela signifie — en d'autres termes — qu'une résistance de 1000 ohms portant un anneau de couleur or peut avoir une valeur comprise entre 950 et 1050, tandis que dans le second cas, sa valeur effective peut varier entre 900 et 1100 ohms. L'absence d'anneau indique que la tolérance est de ± 20%.

Ces différents modèles de résistances au carbone sont illustrés sur la **figure 6**.

Le CODE des COULEURS

Les appareils modernes de radio, télévision, d'électronique comportent un grand nombre de résistances de valeurs différentes. Il est indispensable que le technicien puisse reconnaître, rapidement et sans erreur possible, la valeur d'une résistance qu'il doit remplacer lors d'un dépannage. Il a été convenu de se servir, à ce effet, de couleurs auxquelles ont été assignées les valeurs numériques suivantes.

Noir	0
Marron	1
Rouge	2
Orange	3
Jaune	4
Vert	5
Bleu	6
Violet	7
Gris	8
Blanc	9

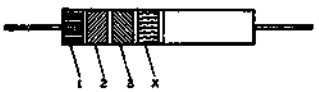


Fig. 7 - Interprétation du code des couleurs. Les anneaux colorés doivent être lus dans l'ordre indiqué.

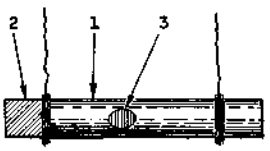
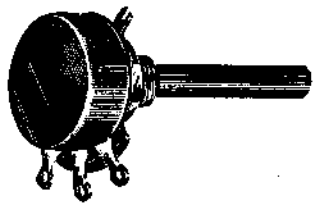
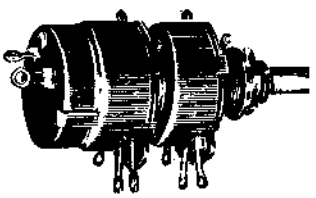


Fig. 8 - Autre système de code: les couleurs sont indiquées sur le corps, une extrémité et sur un point central, dans l'ordre indiqué.





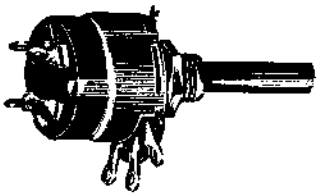


Fig. 9 - Potentiomètre au graphite. La résistance est enfermée dans un boîtier métallique sur lequel est parfois placé un interrupteur commandé par l'axe du potentiomètre. On peut accoupler plusieurs potentiomètres commandés par un axe unique.

METHODE A (**figure 7**). C'est le code de marquage des valeurs le plus récent et le plus répandu. Sur le corps de la résistance sont peints 4 anneaux colorés lesquels, en partant d'une extrémité vers le centre, indiquent respectivement la valeur ohmique et la tolérance. Le premier anneau indique le premier chiffre de la valeur, le second anneau, le deuxième et le troisième anneau indiquent le nombre de zéros qu'il faut ajouter aux deux premiers chiffres pour obtenir la valeur totale de la résistance. Le quatrième anneau indique la tolérance (or: ± 5%, argent: ± 10%), s'il est absent comme on a déjà dit, la tolérance est de 20%.

Exemple: Une résistance de 10.000 ohms devra porter dans l'ordre indiqué — c'est-à-dire d'une des extrémités vers le centre — un anneau de couleur marron, un noir, un orange et, enfin, si la tolérance est de 10%, un anneau argent.

METHODE B (**figure 8**). Suivant ce code, plus ancien, le marquage se fait de la façon suivante: la couleur du corps de la résistance indique le premier chiffre de la valeur, la couleur d'une des extrémités donne le deuxième chiffre et la couleur du point central montre le nombre de zéros à ajouter aux deux chiffres précédents pour obtenir la valeur totale.

Exemple: Notre résistance de 10.000 ohms serait ainsi marquée: corps marron, extrémité noire et point orange.

La tolérance peut être indiquée également par une couleur (or ou argent) sur l'autre extrémité.

POTENTIOMETRES au GRAPHITE

Les potentiomètres au graphite sont semblables à ceux bobinés, avec la différence toutefois, qu'étant destinés à contrôler des courants plus faibles, ils sont de dimensions bien plus réduites.

Ils comportent une couche de graphite déposée sur une matière isolante, généralement du carton bakélisé, dont la composition est étudiée pour donner la valeur ohmique désirée. Le support est en forme de couronne circulaire portant deux cosses aux extrémités de la couche résistante qui permettront le branchement par soudures. Le tout est monté sur un deuxième support portant un canon de fixation traversé par un axe supportant le curseur, soit directement, soit par l'intermédiaire d'une petite plaquette isolante. Le curseur est réuni à une troisième cosse placée au milieu des deux autres, soit par un conducteur en forme de spirale — pour éviter la rupture à la suite des rotations successives — soit par un contact à friction.

Ce modèle de potentiomètre — qui peut d'ailleurs être utilisé comme rhéostat en laissant une des extrémités non reliée — est utilisé comme contrôle de tonalité ou de volume sonore dans les récepteurs de radio ou pour des usages spéciaux dans d'autres montages électroniques.

Les potentiomètres au graphite se trouvent, dans le commerce, sous différentes dimensions et présentations. Certains sont « avec interrupteur » car ils comportent, sur l'arrière du boîtier, du côté opposé à l'axe de commande, un interrupteur qui permet l'ouverture ou la fermeture d'un circuit indépendant de celui dans lequel est placé le potentiomètre lui-même. Ce dispositif est réalisé de façon telle qu'en tournant l'axe du potentiomètre dans le sens inverse de celui des aiguilles d'une montre on provoque *l'ouverture* de l'interrupteur et, en tournant dans le sens de la marche des aiguilles, à partir du point d'arrêt on provoque *la fermeture* sur les 20 ou 30 premiers degrés de rotation. Naturellement puisque ce premier secteur de rotation de l'axe est consacré au fonctionnement de l'interrupteur, on fait en sorte que le curseur du potentiomètre frotte, pendant ce temps, sur une couche métallisée, donc pratiquement sans résistance, la couche résistante proprement dite commençant après. Ce modèle de potentiomètre à interrupteur est employé dans les récepteurs de radio: il permet de combiner l'interrupteur de mise en route avec la commande de volume ou de tonalité.

La **figure 9** montre un modèle normal, un modèle simple avec interrupteur, et un modèle double avec interrupteur.

La caractéristique la plus importante des potentiomè-

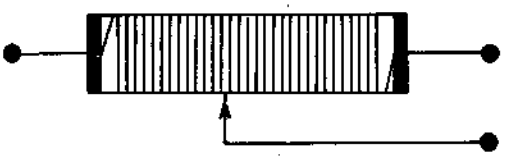


Fig. 10 - Si dans un potentiomètre le fil résistant est enroulé sur un support de forme rectangulaire, la variation de résistance produite par la rotation du curseur se fait d'une manière linéaire.

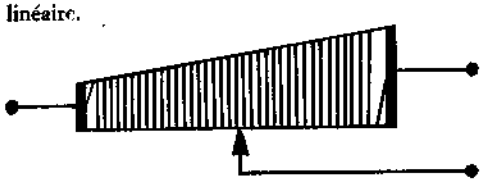


Fig. 10 bis - La résistance placée à l'intérieur d'un potentiomètre à variation non linéaire se présente selon la forme ci-dessus. Les spires de l'extrémité gauche, plus courtes, ont une résistance plus faible que celles de l'extrémité droite. En modifiant la forme du support on modifie la courbe de variation de la résistance.

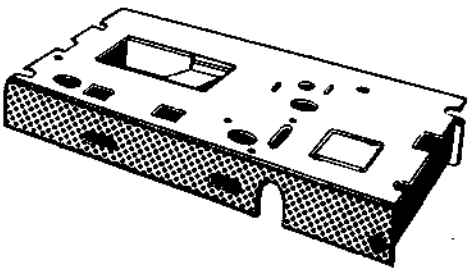


Fig. 11 - Aspect d'un châssis avant le montage. Des trous de formes et dimensions diverses sont prévus pour le montage des éléments les plus encombrants. Les pièces de petites dimensions (résistances, condensateurs, etc...) font partie du câblage et sont disposées sous le châssis.

tres, qu'ils soient bobinés ou au graphite, concerne la variation de la résistance en fonction de l'angle de rotation: elle peut être *linéaire*, *logarithmique* ou *exponentielle*.

Dans le cas d'une variation linéaire, la couche de graphite ou l'enroulement du fil, sont réalisés de telle sorte que pendant l'entière rotation du curseur, soit généralement 270°, la variation de résistance soit la même pour chaque angle de rotation. En d'autres termes, si l'on fait tourner le curseur d'un angle de 15° et que cela corresponde à une variation de résistance de 1 000 ohms, les 15° suivants détermineront également une variation de 1 000 ohms et, par suite, une rotation de 30° correspondra à une variation de 2 000 ohms. (**figure 10**).

Dans le cas d'une variation logarithmique, par contre, le changement de résistance n'est plus directement proportionnel à la rotation en degrés. Tandis qu'au début de la course, à partir d'une extrémité, correspond une faible variation de la résistance, un même angle de rotation, vers l'autre extrémité, provoque une forte variation. Les potentiomètres utilisés pour le contrôle du volume sonore dans les récepteurs de radio, sont généralement de ce type; ils doivent suivre, en effet, l'allure de la courbe de sensibilité de l'oreille humaine à la variation de l'intensité des sons perçus, laquelle est logarithmique, c'est-à-dire non linéaire.

Dans l'étude des divers circuits des appareils de radiocommunications, instruments de mesure ou d'autres systèmes électroniques, nous trouvons parfois que, pour certaines fonctions, on utilise des potentiomètres à variation logarithmique inverse. Ainsi que nous venons de le voir, la variation de la résistance logarithmique n'est pas linéaire: à chaque position du curseur correspond une variation différente de la résistance. Mais, tandis que dans le type normal, la variation devient plus grande à mesure que le curseur tourne dans le sens des aiguilles d'une montre, dans le type à variation logarithmique inverse, la variation devient plus petite alors que le curseur se déplace dans le même sens. En d'autres termes, la loi de variation est exactement opposée.

Pour obtenir une variation logaritmique de la résistance d'un potentiomètre, il est nécessaire de donner à la plaquette sur laquelle est bobiné le fil une forme spéciale. Dans ce dernier cas, ce type de variation peut être obtenu de deux façons différentes: la première consiste à modifier la section du fil résistant tout au long des diverses parties de l'enroulement; la seconde, au contraire, à modifier la forme du support isolant sur lequel le fil est bobiné en lui donnant une forme triangulaire (alors qu'elle est normalement rectangulaire). De ce fait, ainsi que le montre la figure **10 bis**, la variation de résistance est plus grande quand le curseur se déplace vers la droite, et vice-versa.

Le CHASSIS

Tous les appareils électroniques, simples ou compliqués, sont normalement montés sur un châssis (**figure 11**) qui a pour fonction de grouper tous les éléments lourds ou volumineux et de constituer un tout homogène et rigide, abritant l'ensemble des connexions ainsi que les petits éléments qui, tous ensemble, forment le circuit.

En étudiant la construction d'un châssis, on doit s'efforcer, en premier lieu, de disposer judicieusement tous les organes de l'appareil de telle sorte qu'ils puissent être reliés entre eux par des connexions aussi courtes que possible, tout en réalisant un montage rationnel permettant d'accéder aux divers éléments avec facilité.

Les châssis du commerce — et ceux utilisés par les constructeurs pour leurs divers appareils — sont de types et de dimensions différents suivant l'emploi pour lequel ils sont prévus. Pour des réalisations économiques, ils sont en aluminium ou en alliages de ce métal, ce qui donne un poids minimum et un travail plus facile, ce métal se perçant et se pliant plus aisément que tout autre. Dans les réalisations plus soignées, comme par exemple les amplificateurs, les téléviseurs, les radars, etc... on préfère employer des châssis en tôle de fer dont la plus grande rigidité procure une meilleure tenue mécanique et autorise l'emploi des éléments plus lourds nécessaires dans ces applications.

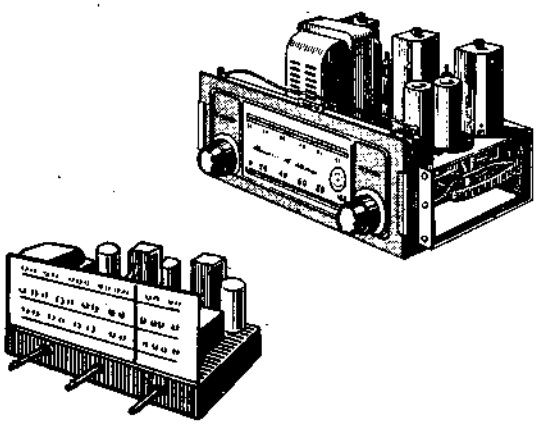


Fig. 12 - Châssis d'un récepteur monté. On peut voir les lampes et les transformateurs. Les petites pièces qui complètent les divers circuits sont en dessous.

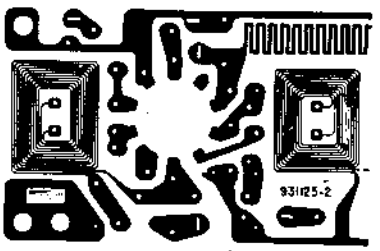


Fig. 13 - Circuit imprimé. Les connexions sont formées de languettes de cuivre obtenues par un procédé photo-chimique sur une plaquette. Les pièces détachées sont fixées dans les trous par soudure à l'étain.

tels que gros transformateurs, panneaux de commande, etc...

Etant donné la facilité avec laquelle le fer s'oxyde, les châssis sont cadmiés, étamés, ou recouverts d'un vernis spécial.

La figure 11 montre un châssis nu, avant le montage, tandis que la **figure 12** représente deux châssis montés, avec tous les éléments, vus par dessus: il est facile de se rendre compte de la disposition des diverses pièces fixées par des vis, des rivets ou des oeillets, soit directement sur le châssis, soit par de petites équerres. A l'intérieur, sous le châssis, on trouve les divers éléments reliés entre eux par les connexions, tels que condensateurs, résistances, etc... que nous apprendrons à connaître en détail sous peu.

L'étude, la conception d'un châssis, est une des choses les plus difficiles à apprendre dans le domaine de l'électronique, bien qu'elle paraisse simple à première vue. Ce n'est qu'après avoir acquis toutes les connaissances relatives à l'utilisation des divers éléments, à leurs relations entre eux et aux réactions diverses qu'un voisinage trop rapproché peut provoquer, qu'il sera possible de mener à bien une telle étude.

La réalisation récente de pièces détachées miniatures obtenue grâce à d'importants perfectionnements, a permis la réalisation de châssis spéciaux qui, outre leur fonction habituelle de support pour les divers éléments du montage, comportent également les connexions du circuit. Il s'agit des « circuits imprimés » réalisés sur un support en matière isolante recouvert d'une mince feuille de cuivre sur laquelle sont gravés, par un procédé photo-chimique, les connexions des circuits.

Dans ce procédé, toutes les connexions sont terminées par de petits trous percés dans la plaque isolante dans lesquels sont introduites les extrémités des éléments à réunir à ces points. Toutes les soudures sont ensuite réalisées en une seule fois, d'une manière industrielle, par un procédé nouveau. Ce type de circuit, représenté **figure 13**, a marqué une époque dans l'histoire de l'électronique en ce qu'il a permis une réduction importante du temps nécessaire pour le montage d'un appareil, réduisant le prix de revient et les possibilités d'erreurs. Au début l'emploi a été limité à la construction d'appareils de dimensions réduites, tels que récepteurs portatifs, petits émetteurs, amplificateurs de surdité; récemment, les circuits imprimés ont été utilisés même dans les téléviseurs et les magnétophones.

Cette nouvelle technique des circuits imprimés fera l'objet d'une leçon spéciale de notre Cours.

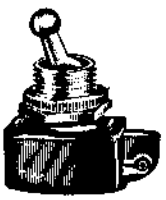
INTERRUPTEURS - INVERSEURS - CONTACTEURS

La fonction d'un « interrupteur » — son nom l'indique — est *d'interrompre* le passage d'un courant électrique; mais, outre la seule action d'interrompre, il est parfois nécessaire d'envoyer le courant alternativement dans un conducteur ou un autre: c'est le rôle de « l'inverseur ».

Nous verrons également, assez souvent, qu'il est nécessaire de disposer d'un moyen permettant d'envoyer le même courant dans différents conducteurs, simultanément ou séparément; pour ce faire, on utilise des accessoires appelés « contacteurs ». Examinons, maintenant, d'une manière plus précise, les détails de leur construction.

Les interrupteurs. On désigne sous le nom d'interrupteur, un dispositif comportant deux contacts séparés pouvant être mis, à volonté, en liaison entre eux, par le moyen d'un levier ou autre système (bouton, poussoir) et isolés de nouveau, par la manoeuvre inverse.

La **figure 14** représente certains types d'interrupteurs qui montrent d'une manière évidente le mode de fonctionnement décrit ci-dessus. Comme on le voit, ils présentent une notable analogie avec ceux communément employés dans les installations domestiques pour allumer ou éteindre les lampes ou tout autre appareil électrique, ceux utilisés en électronique présentent la seule différence d'être réalisés de manière à pouvoir être montés facilement sur les panneaux, tableaux de commande ou châssis, et d'avoir une forme mieux adaptée aux besoins de cette technique.



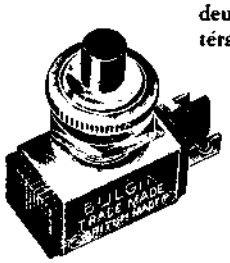
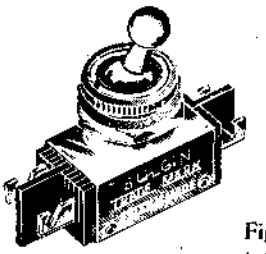


Fig. 14 - Petits interrupteurs. La manoeuvre d'un levier ou la pression sur un bouton détermine la fermeture des contacts entre les deux languettes latérales.



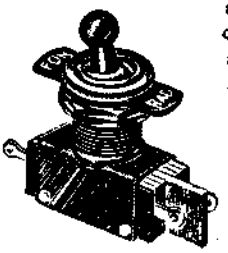


Fig. 15 - Deux types d'inverseurs. L'un à deux directions, avec un contact commun; l'autre à deux voies indépendantes.

Fig. 16 - Contacteur rotatif à positions multiples, pour courants de moyenne intensité.

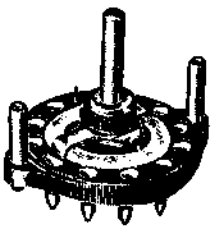
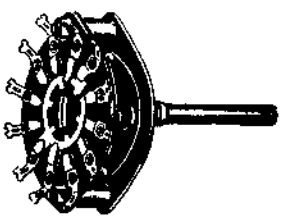


Fig. 17 - Contacteur à une galette, avec deux circuits et 5 positions.



Les interrupteurs les plus courants sont du type à bascule ou à levier; le contact entre les deux pôles est établi par une petite pièce métallique qui, sous l'action d'un ressort actionné par le levier de manoeuvre, se déplace brusquement en établissant, ou en rompant, le contact. Il existe aussi des interrupteurs rotatifs dans lesquels le contact se fait en faisant tourner un axe, d'un angle de 30° en général.

Les inverseurs. Grâce à leurs deux positions, les inverseurs permettent d'envoyer un courant soit dans un conducteur, soit dans un autre. Sur la **figure 15** on peut en voir deux modèles portant respectivement, trois et quatre contacts. Dans le premier, la partie mobile actionnée par le levier à ressort forme ce qu'on appelle le pôle « commun » parce qu'il reçoit le courant qui doit être dirigé sur l'une ou l'autre des deux lignes connectées aux deux autres cosses placées à droite et à gauche.

Dans le second type, au contraire, la partie mobile est indépendante, elle ne peut être reliée directement à l'extérieur, elle a pour fonction de mettre en liaison entre eux les deux contacts opposés. Si chaque paire a un contact commun avec l'autre, nous avons un inverseur à proprement parler; tandis qui si les deux paires de contacts sont indépendantes, le dispositif peut être considéré comme un « commutateur » pouvant fermer soit un circuit, soit l'autre.

Pour clarifier les idées, nous pouvons encore faire un parallèle avec les installations de lumière où, dans le cas d'un lustre à plusieurs lampes, on utilise un inverseur ou un commutateur à deux directions pour éclairer soit la lampe centrale, soit les lampes montées tout autour.

Les contacteurs. Formé d'une série de contacts mobiles le contacteur permet d'envoyer le courant sur deux ou plusieurs lignes et même, dans le cas d'un contacteur multiple, plusieurs courants sur plusieurs lignes.

Ils comportent une partie centrale mobile, appelée *rotor*, comportant un ou plusieurs contacts selon le cas, et une série de contacts périphériques, formant le *stator*, sur lesquels seront branchées les diverses lignes.

Dans le cas des contacteurs il est nécessaire de préciser les notions de *circuits* et de *positions*: on entend par circuit, la ligne ou le courant devant être commuté et par position, le plot (ou la cosse) qui doit recevoir la ligne sur laquelle doit être commuté le courant.

Il existe des contacteurs à plusieurs positions. Par exemple, un commutateur à deux circuits et deux positions, permet de commuter deux courants, chacun sur deux lignes différentes; de même, un contacteur à 5 circuits et 8 positions permet la commutation de cinq courants différents, chacun sur huit lignes distinctes.

Comme dans le cas des interrupteurs et des inverseurs, les contacteurs sont construits sous diverses formes et dimensions. Les **figures 16 et 17** illustrent deux types des plus courants.

Tous ces organes ont une caractéristique commune: ils doivent assurer des contacts d'une absolue sécurité, qui dépend de la nature du métal employé, du système de contact et de la pression des contacts mobiles sur les contacts fixes.

Les dimensions sont fonction, en général, de la *tension* que ces contacteurs doivent pouvoir supporter sans donner lieu à des amorçages, et du *courant* qui les traverse. On notera en effet, qu'un interrupteur, un inverseur ou un contacteur prévus pour supporter des tensions de plusieurs centaines de volts, a des caractéristiques mécaniques différentes des caractéristiques de ceux prévus pour supporter des tensions peu élevées. Enfin, ceux conçus pour travailler sous des tensions très élevées, de l'ordre de plusieurs milliers de volts, comportent des rotors et des stators en céramique ou stéatite à coefficient d'isolement très grand.

De même, pour les courants faibles on utilise des contacts de petites dimensions travaillant sous faible pression, tandis que pour des courants de forte intensité, les contacts sont de plus grandes dimensions, plus massifs, et la pression est plus grande, nécessitant, en conséquence, un plus gros effort pour effectuer la commutation.

Les meilleurs contacteurs ont leurs contacts en métal argenté ou encore, en alliage d'argent, dans le but

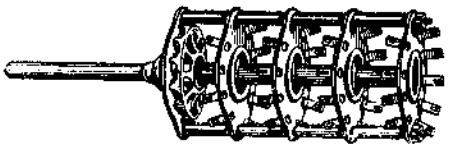


Fig. 18 - Contacteur rotatif à 4 galettes.

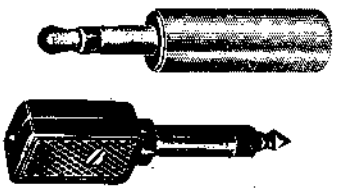


Fig. 19 - Fiches de jack; la pointe est isolée du corps et constitue, avec lui, les deux contacts.

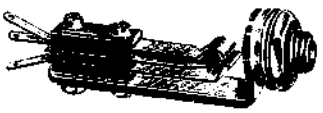


Fig. 20 - Prise pour jack. Il en existe de plusieurs types avec ou sans fermeture automatique des circuits.

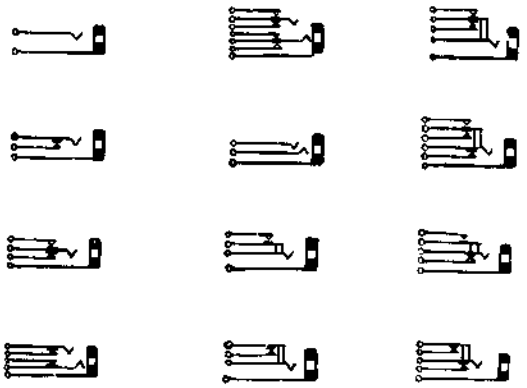


Fig. 21 - Schématiquement les prises de jack sont représentées ainsi. L'enfoncement de la fiche détermine l'écartement de la lame de contact, laquelle actionne les autres contacts qui lui sont solidaires.

de présenter une résistance électrique minimum — résistance qui serait néfaste si elle était élevée — et d'éviter, autant que possible, l'oxydation causée par les étincelles se produisant lors de la fermeture ou de l'ouverture d'un circuit parcouru par un courant.

Certains contacteurs, d'un modèle plus compliqué, voir **figure 18**, sont formés de plusieurs « galettes » réunies entre elles par des entretoises les maintenant aux distances désirées et assurant une bonne rigidité à l'ensemble, les rotors étant manoeuvrés par un axe unique passant par leurs centres.

Les applications de ces éléments sont innombrables dans le domaine de l'électronique et nous ne manquerons pas d'en apprécier l'utilité au fur et à mesure que nous avancerons dans l'étude des réalisations pratiques.

Le JACK

Parmi les divers accessoires, le jack occupe une place importante car il permet l'insertion (liaison) d'un organe externe aux circuits groupés sur le châssis, par une manoeuvre simple et rapide qui consiste à enfoncer ou à retirer ce jack d'une prise spéciale, elle-même placée sur le châssis ou sur le panneau avant.

Le jack est constitué par un corps métallique percé; dans ce corps (cylindre) se trouve enfilé coaxialement un autre cylindre de matière isolante, également percé, dans lequel se trouve logé un conducteur qui se termine, à l'extérieur, par une petite sphère formant le second pôle. A l'autre extrémité se trouve le manche — en métal ou en matière isolante — qui protège également les cosses ou vis sur lesquelles est fixé le câble de raccordement. Ce type de fiche, analogue à la fiche banane, mais qui s'en différencie toutefois parce qu'elle est bipolaire, est très utile pour les liaisons par câbles blindés car l'armature extérieure et le manche métallique protègent le fil central tout comme le blindage. La **figure 19** montre deux fiches de jack d'un modèle courant.

La prise qui doit recevoir le jack est normalement fixée à un châssis ou à un panneau et son aspect normal est celui de la **figure 20**. On notera le canon de fixation avec son écrou, l'équerre support et les ressorts de contact, dont l'un viendra frotter sur la partie extérieure de la fiche et l'autre sur la sphère terminale faisant ainsi contact avec le conducteur central.

Les divers emplois conférés aux jacks ont rendu nécessaire la construction de modèles variés. Dans certains, on peut trouver trois ou quatre contacts différents et la prise correspondante porte autant de ressorts de contact qui viennent frotter sur les différents segments isolés les uns des autres.

Comme dans certains cas, il est nécessaire qu'un circuit soit fermé quand le jack est introduit dans la prise, ou encore court-circuité quand le jack est retiré, certaines prises portent des dispositifs spéciaux qui, mettant à profit l'élasticité du ressort de contact, font que celui-ci, normalement en contact avec un autre lorsque la fiche est retirée, en soit éloigné quand le jack est enfoncé. La **figure 21** illustre schématiquement différents types de prises qui se différencient par le nombre des combinaisons de commutations qui se produisent quand la fiche est enfoncée.

Il est à noter que la fiche ne sert pas toujours à réaliser une liaison avec un circuit extérieur: parfois, on utilise une fiche dont le seul rôle consiste à mettre en contact entre elles les différentes lames de la prise.

En se reportant à la figure 21, les différents modèles de prises de jack représentés peuvent être définis comme suit (de haut en bas, à partir de la gauche): jack simple à deux lames, d'utilisation courante pour le branchement des casques, des haut-parleurs, etc... - avec fermeture d'un circuit en position de repos - avec fermeture d'un circuit au repos et inversion lors de l'insertion de la fiche - avec branchement sur deux points et fermeture de deux circuits au repos - comme le précédent, mais avec inversion des circuits - à deux lames indépendantes (isolées) du support - avec fermeture indépendante par insertion de la fiche - avec fermeture indépendante au repos - avec fermeture indépendante au repos et inversion par insertion de la fiche - deux fermetures au repos et une inversion par insertion - une fermeture au repos et une inversion par insertion - deux fermetures au repos.

Leçon n° 6

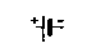
SYMBOLES - ABREVIATIONS

d.d.p.	= différence de potentiel
f.e.m.	= force électro-motrice
H	= quantité de chaleur en joules
I	= courant (en µA, mA, A)
J	= joule — mesure de la quantité d'électricité
kV	= kilovolt = 1 000 volts
kΩ	= kilohm = 1 000 ohms
log.	= logarithme de base 10
mA	= milliampère = 1/1 000 d'ampère
mV	= millivolt = 1/1 000 de volt
MΩ	= Mégohm = 1 000 000 ohms
Ohm	= unité de résistance
Q	= coulomb, unité de quantité d'électricité
R	= résistance (en µohm, ohm, kΩ, MΩ)
t	= temps en secondes
V	= tension (en µV, mV, V, kV)
W	= watt — unité de puissance dissipée
+	= signe positif
—	= signe négatif
µ	= (mu) Micro = 1/1.000.000 de l'unité qui le suit
µµ	= (mu mu) Micro-micro = 1/1.000.000 de µ
Ω	= (oméga) - ohm

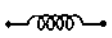
FORMULES

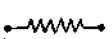
H	= $R \times I^2 \times t$
Q	= $I \times t$
W	= $R \times I^2$

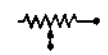
SYMBOLES SCHEMATIQUES

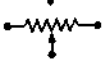

= Pile à un élément


= Batterie de piles à 4 éléments

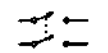

= Bobine sur air

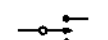

= Résistance fixe


= Rhéostat

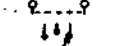

= Potentiomètre

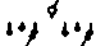

= Interrupteur unipolaire


= Interrupteur bipolaire


= Inverseur unipolaire


= Inverseur bipolaire


= Contacteur 1 circuit, 3 positions


= Contacteur 2 circuits, 3 positions

QUESTIONS sur les LEÇONS N^{os} 4 et 5

N. 1 -
A quoi peuvent se comparer une charge positive et une charge négative ? Dans quel cas un corps est considéré comme neutre ?

N. 2 -
Qu'entend-on par « molécule » et par « atome » ?

N. 3 -
Comment se subdivise un atome ?

N. 4 -
Qu'est-ce qu'un « ion » ?

N. 5 -
Quelle est la différence entre corps conducteurs et corps isolants ? Existe-t-il une ligne nette de démarcation entre les deux ?

N. 6 -
Quelle est la loi qui gouverne les rapports entre charges électriques de même signe et de signes opposés ?

N. 7 -
Qu'entend-on par « inversement proportionnel » ?

N. 8 -
Qu'est-ce qu'un « champ électrique » ?

N. 9 —
En quoi consiste le passage d'un courant électrique ?

N. 10 -
A quoi équivaut le courant de 1 ampère ?

N. 11 -
Qu'entend-on par « tension » ?

N. 12 -
Qu'est-ce que la « résistance » ? Quelle est son unité de mesure ? A quoi équivaut celle-ci ?

N. 13 -
A quels coefficients équivalent les préfixes « k », « M » et « micro » ?

N. 14 -
Qu'entend-on par « rhéostat » et « potentiomètre » ?

N. 15 -
Déterminer la « puissance électrique » en fonction de la résistance et de l'intensité du courant. Comment se mesure-t-elle ?

N. 16 -
Quel est le sens du courant à la sortie d'un générateur ? Dans quel sens parcourt-il un circuit extérieur ?

N. 17 -
Quelle est la valeur d'une résistance marquée de quatre couleurs, dans l'ordre suivant: rouge, vert, jaune, or ?

N. 18 -
Quelles sont les couleurs d'une résistance de 50 kΩ ?

N. 19 -
Qu'appelle-t-on « inverseur » ?

N. 20 -
Quelle est la fonction d'un « contacteur » ?

REPONSES aux QUESTIONS de la pag. 19

N. 1 — Deux, la fréquence et l'amplitude.

N. 2 — Par amplitude, on entend la distance entre les pointes de deux demi-ondes de signes contraires, dans le sens perpendiculaire à l'axe des temps. Par fréquence, on entend le nombre des vibrations qui ont lieu pendant l'unité de temps.

N. 3 — Une demi-onde équivaut à la moitié d'un cycle. Elle peut être positive ou négative.

N. 4 — Seulement les ondes électriques.

N. 5 — Quand une demi-onde suit, dans sa formation, une allure déterminée et harmonieuse, et que la demi-onde suivante est opposée à la première et symétrique.

N. 6 — Les fréquences limites sont 16 Hz et 20 000 Hz.

N. 7 — B.F. = Basse Fréquence, c'est-à-dire la gamme des fréquences qui peuvent être perçues par l'oreille humaine. H.F. = Haute Fréquence, soit toutes les fréquences au-dessus de 20 kHz.

N. 8 — La distance entre deux points symétriques de deux cycles, dans leur représentation graphique ou, encore, la distance comprise entre le point de départ et celui de la fin d'un cycle complet.

N. 10 — Quand il se trouve en présence d'une onde dont la fréquence est égale à sa fréquence de résonance.

N. 11 — $\lambda = \dfrac{300\,000}{\text{fréquence}}$

N. 12 — Une onde porteuse est une oscillation destinée à varier en fonction d'un signal dit « modulateur ».

N. 13 — La modulation consiste dans la superposition d'une onde (modulante) à une autre onde (porteuse) déterminant, ainsi, une variation des caractéristiques de cette dernière.

N. 14 — Une onde modulée est une onde porteuse dont l'amplitude, la fréquence ou la phase sont modifiées sous l'effet de la modulation.

N. 15 — Par détection, on entend la séparation de la fréquence modulante de l'onde porteuse au moyen d'un dispositif appelé « détecteur ».

N. 16 — à 64, 81, 25, 7, $\dfrac{1}{100}, \dfrac{1}{1\,000}, \dfrac{1}{100\,000}, \dfrac{1}{27}$.

N. 17 — Son changement de direction, pendant son parcours dans l'espace, provoqué par son passage d'un milieu dans un autre, comme, par exemple, de l'atmosphère dans la stratosphère.

N. 18 — Sa déviation autour d'un corps se trouvant sur son parcours; par exemple, une montagne.

N. 19 — Sur les fréquences les plus basses.

N. 20 — Le fer à souder normal et le fer à chauffage instantané. Le second, à la différence du premier n'est alimenté que pendant les instants où il fonctionne.

TABLEAU 11 - CODE DES COULEURS DES VALEURS OHMIQUES LES PLUS COURANTES

RESISTANCE en ohms	1er ANNEAU (corps)	2eme ANNEAU (extrémité)	3eme ANNEAU (point)
100	marron	noir	marron
200	rouge	noir	marron
250	rouge	vert	marron
300	orange	noir	marron
400	jaune	noir	marron
500	vert	noir	marron
750	violet	vert	marron
1.000	marron	noir	rouge
1.500	marron	vert	rouge
2.000	rouge	noir	rouge
2.500	rouge	vert	rouge
3.000	orange	noir	rouge
3.500	orange	vert	rouge
4.000	jaune	noir	rouge
5.000	vert	noir	rouge
6.000	bleu	noir	rouge
8.000	gris	noir	rouge
9.000	blanc	noir	rouge
10.000	marron	noir	orange
12.000	marron	rouge	orange
15.000	marron	vert	orange
17.000	marron	violet	orange
20.000	rouge	noir	orange
25.000	rouge	vert	orange
30.000	orange	noir	orange
40.000	jaune	noir	orange
50.000	vert	noir	orange
60.000	bleu	noir	orange
75.000	violet	vert	orange
100.000	marron	noir	jaune
150.000	marron	vert	jaune
200.000	rouge	noir	jaune
250.000	rouge	vert	jaune
300.000	orange	noir	jaune
400.000	jaune	noir	jaune
500.000	vert	noir	jaune
1 MΩ	marron	noir	vert
1,5 MΩ	marron	vert	vert
2 MΩ	rouge	noir	vert
2.5 MΩ	rouge	vert	vert
3 MΩ	orange	noir	vert
4 MΩ	jaune	noir	vert
5 MΩ	vert	noir	vert

Les tableaux présentés dans cette leçon se rapportent, ainsi que nous l'avons dit au début de la troisième leçon, aux matières développées dans les leçons précédentes.

Le tableau 11 est d'une grande utilité pratique, car il permet de trouver rapidement les couleurs des valeurs des résistances les plus courantes ou, si cela est nécessaire, la valeur d'une résistance ayant des couleurs déterminées. Un tel tableau est donc très utile dans un atelier, en particulier pour ceux qui n'ont pas encore l'habitude de discerner rapidement les valeurs des résistances.

Le tableau 12 donne la liste des couleurs en fonction de leurs valeurs relatives, suivant leur ordre et leur position sur le corps de la résistance; il permet ainsi, au lecteur, de reconnaître facilement les valeurs.

Le tableau 13 montre la disposition adoptée pour le marquage des couleurs dans le code des résistances.

Le tableau 14 permet de déterminer, sur le papier, le courant maximum, en milliampères, qui peut passer dans une résistance ayant une dissipation (en watts) donnée; c'est-à-dire le maximum de courant admissible sans qu'il se produise une température pouvant détériorer la résistance.

TABLEAU 12 - CODE des COULEURS pour RESISTANCES

COULEUR	ANNEAU A (1er chiffre)	ANNEAU B (2ème chiffre)	ANNEAU C (facteur de multiplication)	ANNEAU D (tolérance)
Noir	0	0	1	—
Marron	1	1	10	—
Rouge	2	2	100	—
Orange	3	3	1.000	—
Jaune	4	4	10.000	—
Vert	5	5	100.000	—
Bleu	6	6	1.000.000	—
Violet	7	7	10.000.000	—
Gris	8	8	100.000.000	—
Blanc	9	9	1.000.000.000	—
Or	-	-	—	± 5%
Argent	-	-	—	± 10%
Rien	-	-	—	± 20%

Exemple: Une résistance dont les anneaux colorés se présentent dans l'ordre suivant en commençant par l'extrémité: orange vert, rouge, argent a une valeur de 3.500 ohms et une tolérance de ± 10%. Sa valeur réelle est donc comprise entre 3.150 et 3.800 ohms. De même, une résistance ayant un corps vert, une extrémité rouge et un point jaune sur le corps, a une valeur de 520.000 ohms.

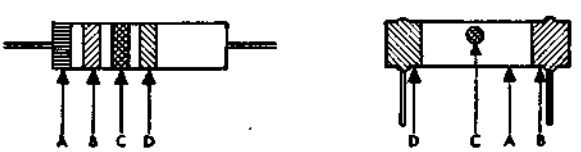


TABLEAU 13 - DISPOSITION des COULEURS dans le CODE des RESISTANCES

RÉSISTANCES À TERMINAISONS COAXIALES	COULEURS	RÉSISTANCES À TERMINAISONS LATÉRALES
Anneau A	Indique le premier chiffre significatif en ohms	Corps A
Anneau B	Indique le second chiffre significatif	Extrémité B
Anneau C	Indique le facteur décimal de multiplication	Anneau C ou point
Anneau D	S'il est présent, indique la tolérance. S'il est absent, la tolérance est de 20%	Extrémité D

N.B. Les résistances de faibles puissances bobinées en fils isolés ont des terminaisons coaxiales et la valeur est imprimée en code selon le système de la figure de gauche, avec la seule différence que la largeur de la zone A est doublée.

TABLEAU 14 - COURANT MAXIMUM en milliampères ADMISSIBLE dans une RESISTANCE

VALEUR de R (en ohms)	1/8 W	1/4 W	1/2 W	1 W	2 W	3 W	5 W	10 W	20 W
50	50	71	100	143	200	244	316	450	630
100	35	50	70	100	142	173	224	316	448
150	28	40	58	83	116	141	182	260	365
200	24	35	50	71	100	122	158	225	316
250	22	31,5	44,8	63	90	110	142	203	284
300	20	29	41	58	82	100	128	183	256
350	18	27	38	54	76	92	120	169	240
400	17,5	25	35,5	50	71	86	112	158	224
450	16,5	23	33,4	46	67	81	104	149	208
500	15,6	22	31,5	44	63	77	100	142	200
600	14,2	20	29	41	58	70	91	130	182
700	13,2	18,7	26,6	37,8	53	65	84	120	168
800	12,4	17,7	25	35,2	50	60,9	79	115	158
900	11,8	16,7	23,6	34,3	46	57,6	74	108	148
1.000	11	15,8	22,4	31,5	45	54	71	100	142
1.500	9	12,9	18,2	25,5	36,5	44	58	82	116
2.000	7,8	11	15,8	22,4	31,5	38	50	71	100
2.500	7	10	14,2	20	28,5	34	45	64	90
3.000	6,4	9,1	13	18,3	26	31	41	58	82
3.500	6,0	8,4	11,9	16,7	24	29,2	37,4	54	75
4.000	5,5	7,9	11,2	15,8	22,4	27	35	50	70
4.500	5,2	7,4	10,4	15,1	21,1	25,8	33,1	48	66
5.000	5	7,1	10	14,2	20	24	32	45	57
6.000	4,5	6,4	9,1	13,6	18,3	22,3	28,8	42	64
7.000	4,2	6,0	8,4	11,8	16,8	21,4	26,6	37	53
8.000	3,8	5,5	7,9	11,1	15,8	19,3	24,9	34	50
9.000	3,7	5,2	7,5	10,4	14,8	18,2	23,5	32,5	46
10.000	3,5	5	7,1	10	14,2	17	22	31,6	44
11.000	3,4	4,7	6,7	9,4	13,4	16,4	21,2	29,2	42,4
12.000	3,2	4,5	6,5	9,0	12,9	15,8	20,7	28	41,0
13.000	3,1	4,35	6,1	8,7	12,4	15,1	19,5	27,1	39,0
14.000	3,0	4,25	6,0	8,4	11,9	14,6	18,8	26,4	37,5
15.000	2,8	4,13	5,8	8,1	11,6	14	18	26	36
16.000	2,75	3,9	5,7	7,9	11,2	13,7	17,6	25	35
17.000	2,70	3,7	5,6	7,6	10,8	13,3	17,0	24,2	34
18.000	2,62	3,65	5,45	7.4	10,5	12,9	16,5	23,6	33
19.000	2,56	3,60	5,20	7,2	10,2	12,5	16,2	23,0	32,5
20.000	2,5	3,5	5	7,1	10	12	16	22,5	32
25.000	2,2	3,1	4,4	6,3	8,9	11	14	20	28
30.000	2,05	2,9	4,1	5,8	8,2	10	13	18,3	26
40.000	1,75	2,5	3,5	5	7	8,6	11	15,8	22
50.000	1,58	2,2	3,1	4,4	6,1	7,7	9,8	14,2	20
75.000	1,29	1,83	2,6	3,6	5,2	6,3	8	11,4	16
100.000	1,1	1,58	2,2	3,1	4,5	5,4	7	10	14
150.000	0,9	1,29	1,81	2,6	3,6	4,4	6	8,2	12
200.000	0,78	1,1	1,58	2,2	3,1	3,8	5	7,1	10
250.000	0,7	1	1,42	2	2,8	3,7	4,5	6,4	9
300.000	0,65	0,9	1,3	1,8	2.6	3,1	4.1	5,8	8,2
400.000	0,57	0,78	1,12	1,57	2,2	2,7	3,5	5	7
500.000	0,49	0,7	1	1,4	2	2,4	3,15	4,5	6,3
1 MΩ	0,35	0,49	0,7	1	1,4	1,7	2,2	3,16	4,4
2 MΩ	0,25	0,35	0,5	0,7	1	1,2	1,6	2,25	3,2
5 MΩ	0,15	0,23	0,3	0,46	0.6	0,8	1	1,42	2
10 MΩ	0,1	0,15	0,23	0,3	0,5	0,6	0,7	1	1,4

TABLEAU 15 - TABLE PERIODIQUE des ELEMENTS

ELEMENT	SYMBOLE	N.	POIDS ATOMIQUE
Aluminium	Al	13	26,98
Americum	Am	95	243
Antimoine	Sb	51	121
Argon	A	18	39,94
Argent	Ag	47	107,80
Arsenic	As	33	74,91
Astatinium	At	85	211
Actinium	Ac	89	227
Azote	N	7	14
Barium	Ba	56	137,3
Bérylium	Be	4	9,2
Berkelium	Bk	97	249
Bismuth	Bi	83	209
Bore	B	5	10,82
Brome	Br	35	79,91
Cadmium	Cd	48	112,4
Calcium	Ca	20	40,08
Californium	Cf	98	249
Carbone	C	6	12,01
Cérium	Ce	58	140,1
Césium	Cs	55	132,9
Chlore	Cl	17	35,45
Cobalt	Co	27	58,94
Colombium	Cb	41	92,94
Chrome	Cr	24	52,01
Cuivre	Cu	29	63,54
Curium	Cm	96	245
Deuterium	D	1	2,014
Disprosium	Dy	66	162,4
Einsteinum	E	99	254
Erbium	Er	68	167,2
Etain	Sn	50	118,7
Europium	Eu	63	152
Fermium	Fm	100	255
Fluor	F	9	19
Fer	Fe	26	55,85
Francium	Fr	87	223
Gallium	Ga	31	69,72
Gadolinium	Gd	64	156,9
Germanium	Ge	32	72,60
Hafnium	Hf	72	178,6
Hélium	He	2	4,003
Holmium	Ho	67	164,9
Hydrogène	H	1	1,008
Indium	In	49	114,7
Iode	I	53	126,9
Iridium	Ir	77	192,2
Krypton	Kr	36	83,8
Lanthane	La	57	138,9
Lithium	Li	3	6,94
Lutécium	Lu	71	174,9
Magnésium	Mg	12	24,32
Manganèse	Mn	25	54,94
Mendelevium	Mv	101	256
Mercure	Hg	80	200,6
Molybdène	Mo	42	95,95
Neodyme	Nd	60	144,2
Néon	Ne	10	20,18
Neptunium	Np	93	237
Nickel	Ni	28	58,69
Niobium	Nb	41	92,91
Nobelium	No	102	253
Or	Au	79	197,2
Osmium	Os	76	190,2
Oxygène	O	8	16
Palladium	Pd	46	106,7
Phosphore	P	15	30,97
Plomb	Pb	82	207,2
Platine	Pt	78	195,2
Plutonium	Pu	94	242
Polonium	Po	84	210
Potassium	K	19	39,1
Praséodyme	Pr	59	140,9
Prométium	Pm	61	145
Protactinium	Pa	91	231
Radium	Ra	88	226,5
Radon	Rn	86	222
Rhénium	Re	75	186,3
Rhodium	Rh	45	102,9
Rubinium	Rb	37	85,48
Ruthénium	Ru	44	101,7
Samarium	Sm	62	150,4
Scandium	Sc	21	44,96
Sélénium	Se	34	78,96
Silicium	Si	14	28,9
Sodium	Na	11	22,99
Soufre	S	16	32,06
Strontium	Sr	38	87,63
Tallium	Tl	81	204,3
Terbium	Tb	65	158,93
Tantale	Ta	73	180,95
Tecnicium	Tc	43	99
Tellure	Te	52	127,6
Titane	Ti	22	47,90
Thorium	Th	90	232
Tritium	T	1	3,017
Thulium	Tm	69	168,4
Tungstène	W	74	183,9
Uranium	U	92	238
Vanadium	V	23	50,95
Xénon	Xe	54	131,3
Ytterbium	Yt	70	173
Yttrium	Y	39	88,92
Zinc	Zn	30	65,38
Zirconium	Zr	40	91,22

Le tableau ci-dessus donne la liste, par ordre alphabétique, de tous les éléments naturels découverts à ce jour. A côté de chacun d'eux est indiqué le symbole adopté universellement par accords internationaux (ils sont généralement formés des initiales de leurs noms latins), ainsi que le numéro et le poids atomique. Le premier nombre, comme il l'a été dit dans la 4ème leçon, indique la quantité d'électrons présents dans un atome de l'élément, tandis que le deuxième nombre indique le poids atomique, par rapport au poids d'un atome d'hydrogène, qui est adopté comme unité de mesure.

Nous continuons également la série de tableaux de conversion des unités de mesures anglaises en unités du système métrique. Le tableaux 16, 17, 18 et 19 permettent de convertir, respectivement, les volumes en pouces cube dans leurs valeurs correspondantes en cm^3, et réciproquement, et les mesures de capacités exprimées en unités anglaises dans leurs valeurs correspondantes dans le système métrique. Les données de ces tableaux peuvent être étendues aux valeurs supérieures ou inférieures en multipliant ou en divisant les chiffres de base par le même nombre. Si, par exemple, un pouce cube équivaut à 16,38 cm^3, la dixième partie d'un pouce cube vaudra 1,638 cm^3. De cette façon, il est possible de trouver également les valeurs intermédiaires, comme par exemple 1.5 pouce cube: sa valeur sera la dixième partie de 15 pouces cube. De même, 62 pintes correspondent à 50 + 12 pintes et, en litres à 28,412 + 6,819 = 35,231. A l'inverse, 2.5 litres correspondent à 0,50 × 5 et, par suite, à 0,880 pinte × 5 = 4.400 pintes.

CONVERSION POUCES cube en CENTIMETRES cube
CONVERSION CENTIMETRES cube en POUCES cube

TABLEAU 16

POUCES³	cm³
1/64	0,254
1/32	0,509
1/16	1,024
1/8	2,048
1/4	4,097
1/2	8,194
1	16,387
2	32,774
3	49,161
4	65,548
5	81,936
6	98,323
7	114,710
8	131,097
9	147,484
10	163,871
11	180,258
12	196,645
13	213,032
14	229,419
15	245,807
16	262,194
17	278,581
18	294,968
19	311,355
20	327,742
21	344,129
22	360,516
23	376,903
24	393,290
25	409,678
26	426,065
27	442,452
28	458,839
29	475,226
30	491,613
31	508,000
32	524,387
33	540,774
34	557,161
35	573,549
36	589,936
37	606,323
38	622,710
39	639,097
40	655,484
41	671,871
42	688,258
43	704,645
44	721,032
45	737,420
46	753,807
47	770,194
48	786,581
49	802,968
50	819,355

TABLEAU 17

cm³	POUCES³
1/64	0,001
1/32	0,002
1/16	0,004
1/8	0,008
1/4	0,015
1/2	0,031
1	0,061
2	0,122
3	0,183
4	0,244
5	0,305
6	0,366
7	0,427
8	0,488
9	0,549
10	0,610
11	0,671
12	0,732
13	0,793
14	0,854
15	0,915
16	0,976
17	1,037
18	1,098
19	1.159
20	1,220
21	1,282
22	1.343
23	1,404
24	1.465
25	1,256
26	1,587
27	1,648
28	1,709
29	1,770
30	1,831
31	1,892
32	1,953
33	2,014
34	2,075
35	2,136
36	2,197
37	2,258
38	2,319
39	2,380
40	2,441
41	2.502
42	2,563
43	2,624
44	2,685
45	2,746
46	2,807
47	2,868
48	2,929
49	2,990
50	3,051

CONVERSION des PINTES en LITRES
CONVERSION des FRACTIONS de LITRES en PINTES

TABLEAU 18

PINTES	LITRES
1/64	0,009
1/32	0,018
1/16	0,036
1/8	0,071
1/4	0,142
1/2	0,284
1	0,568
2	1,136
3	1,705
4	2,273
5	2.841
6	3,409
7	3,978
8	4,546
9	5,114
10	5,682
11	6,251
12	6,819
13	7,387
14	7,955
15	8,524
16	9.092
17	9,660
18	10,228
19	10,797
20	11,365
21	11,933
22	12,501
23	13,070
24	13,638
25	14,206
26	14,774
27	15,343
28	15,911
29	16,479
30	17,047
31	17,616
32	18,184
33	18,752
34	19,320
35	19,889
36	20,457
37	21,025
38	21,593
39	22,162
40	22,730
41	23,298
42	23,866
43	24,435
44	25,003
45	25,571
46	26,139
47	26,708
48	27,276
49	27,844
50	28,412

TABLEAU 19

LITRES	PINTES
1/64	0,027
1/32	0.055
1/16	0,110
1/8	0,220
1/4	0,440
1/2	0,880
0,01	0,018
0,02	0,035
0,03	0,053
0,04	0,070
0,05	0,088
0,06	0,106
0,07	0,123
0,08	0,141
0,09	0,158
0,10	0,176
0,11	0,194
0,12	0,211
0,13	0,229
0,14	0,246
0,15	0,264
0,16	0,282
0,17	0,299
0,18	0,317
0,19	0,334
0,20	0,352
0,21	0,370
0,22	0,387
0,23	0,405
0,24	0,422
0,25	0,440
0,26	0,458
0,27	0,475
0,28	0,493
0,29	0,510
0,30	0,528
0,31	0,546
0,32	0,563
0,33	0,581
0,34	0,598
0,35	0,616
0,36	0,634
0,37	0,651
0,38	0,669
0,39	0,686
0,40	0,704
0,41	0,722
0,42	0,739
0,43	0,757
0,44	0,774
0,45	0,792
0,46	0,810
0,47	0,827
0,48	0,845
0,49	0,862
0,50	0,880

Leçon n° 7

L'EMISSION et la RECEPTION RADIO

Comment les communications par radio s'effectuent-elles, en pratique?

Elles utilisent, nous le savons déjà, les ondes électromagnétiques comme moyen de liaison entre les deux points intéressés (émetteur et récepteur). Le problème consiste, en résumé, à produire les oscillations, à les envoyer dans l'espace, à les capter — à distance — dans cet espace et à les rendre perceptibles à nos sens.

Nous savons également que nous pouvons superposer, d'une certaine manière, aux oscillations de fréquence très élevée (onde électromagnétique) rayonnées dans l'éther, des oscillations de fréquence plus basse (ondes sonores) en telle sorte que les premières deviennent « porteuses » et les secondes « modulations ». La radiotéléphonie, ou transmission des sons par radio, est ainsi réalisée. Ceci constitue, toutefois, un perfectionnement de l'invention initiale dans laquelle les communications se faisaient uniquement au moyen de signaux de l'alphabet Morse (points et traits). Il est facile de comprendre comment une telle transmission peut être réalisée.

En effet, si les oscillations produites par l'émetteur, au lieu d'être émises d'une façon continue, sont interrompues et reprises en suivant le code international de l'alphabet Morse (traits et points) déjà utilisé dans les systèmes de télégraphie par fil, les signaux reçus par le poste récepteur se reproduiront au même rythme et il sera facile de déchiffrer les messages. Les premières liaisons à distance se firent donc par ce procédé télégraphique (Marconi, 1894); ce n'est que plus tard, en 1908, que l'américain R. A. Fessenden eut l'idée de transmettre des ondes d'une manière continue, mais de faire varier leur amplitude au rythme de la voix ou d'autres sons, c'est la **modulation d'amplitude**.

Le même résultat peut être obtenu en faisant varier, non pas l'amplitude, mais la fréquence — toujours au rythme de la voix ou des sons — on a, alors, la **modulation de fréquence**.

D'autres systèmes ont été inventés depuis; nous les examinerons en détail dans une leçon consacrée à la modulation.

Il est évident que le récepteur doit toujours être adapté au système de modulation utilisé, pour pouvoir accomplir l'opération inverse, soit la **démodulation**.

L'objet de cette leçon est de procéder à un examen sommaire des communications par radio et des éléments qui concourent à les réaliser. Nous rencontrerons des techniques et des termes particuliers qui seront analysés dans tous leurs détails et qui feront l'objet, parfois, de leçons entières. Toutefois, en expliquant d'abord d'une manière générale les phénomènes et, aussi, les moyens permettant de les réaliser, il nous sera plus facile — connaissant désormais les buts à atteindre — de comprendre, dès la prochaine leçon, tous les développements relatifs à l'étude complète de notre sujet.

Comme nous l'avons déjà dit, la communication par radio a son origine à un point déterminé: **l'émetteur**; au moyen d'un système — **l'antenne** — elle est rayonnée dans tout l'espace environnant; elle est ensuite captée, toujours par une antenne, et parvient au point de réception: **le récepteur**.

Voyons maintenant de plus près, en suivant cet ordre, les éléments fondamentaux de cette technique.

L'EMETTEUR

Un émetteur comprend plusieurs parties ou sections, en entendant par là un ensemble d'organes groupés et disposés spécialement pour remplir une fonction déterminée. Ainsi, nous trouvons avant tout, une section dont la fonction est de produire les **oscillations**. Ces oscillations sont de nature électromagnétique et, comme nous l'avons dit, diffèrent des oscillations mécaniques décrites dans notre première leçon par leur fréquence, c'est-à-dire le nombre d'oscillations par seconde, qui est beaucoup plus élevé.

Les oscillations ainsi produites sont, généralement, de faible puissance. En effet, volontairement, on n'applique qu'une faible puissance à l'oscillateur pour produire et entretenir les oscillations: on agit ainsi, dans ce cas, pour obtenir un maximum de stabilité de la fréquence choisie des oscillations. Si l'on appliquait une puissance plus grande à l'oscillateur, on constaterait des phénomènes d'échauffement (transformation d'une partie de l'énergie électrique en chaleur) qui, en faisant varier les valeurs propres des éléments du montage, provoqueraient une variation de la fréquence. Il est facile de comprendre que cela ne doit absolument pas se produire car, d'une part il faudrait faire varier de façon identique le récepteur pour ne pas perdre la liaison et, d'autre part, des perturbations réciproques appelées **interférences** se produiraient

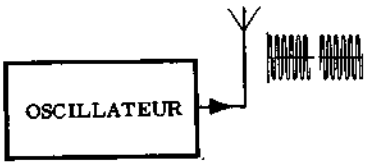


Fig. 1 - Un émetteur peut être constitué simplement par un oscillateur. Les ondes électromagnétiques produites sont transmises à une antenne et rayonnées dans l'espace d'une façon continue et toujours de même amplitude.

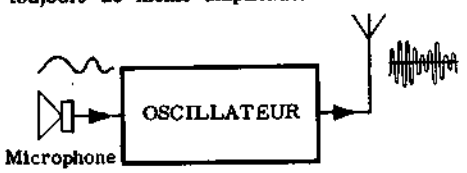


Fig. 2 - Les variations de courant produites par un microphone peuvent « moduler » l'oscillateur, faisant varier l'amplitude de l'onde produite.

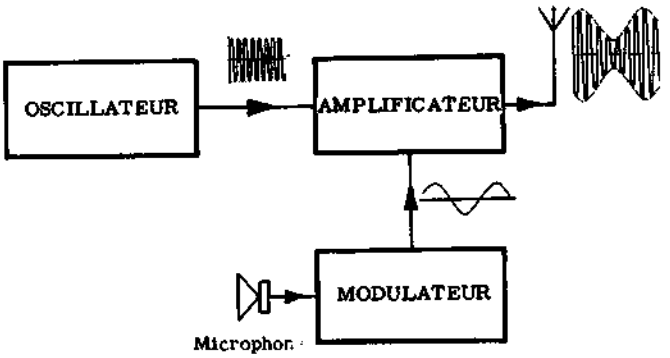


Fig. 3 - Pour compléter un émetteur, nous pouvons amplifier soit les courants du microphone (Modulateur), soit ceux de l'oscillateur (Amplificateur). De cette façon, on peut envoyer dans l'éther une puissance augmentée, ce qui permet des liaisons à plus longues distances. On doit noter que si l'on amplifie le courant de l'oscillateur il faut également amplifier le courant du microphone, car il existe une certaine relation entre ces deux puissances.

entre plusieurs émetteurs, si leurs fréquences n'étaient pas stables.

Les ondes électromagnétiques produites par un oscillateur sont de nature à permettre l'établissement de liaisons à distance (**figure 1**); il suffit qu'elles soient convenablement envoyées à un système rayonnant dans l'espace: **l'antenne**.

Toutefois, en agissant ainsi, en raison de la faible puissance mise en jeu dans l'oscillateur, pour les raisons indiquées ci-dessus, il peut arriver que la distance utile pouvant être atteinte par l'onde directe soit trop petite et, par suite, absolument insuffisante pour les besoins pratiques.

Pour cette raison, une autre section de l'émetteur est destinée à **amplifier** — c'est-à-dire à augmenter en puissance — l'onde produite par l'oscillateur.

Cette amplification peut être obtenue dans un seul étage, ou plus généralement quand la puissance finale doit être élevée, par des augmentations progressives dans plusieurs étages successifs.

Dans un émetteur, la section amplificateur doit avoir pour caractéristique principale de n'altérer en aucune façon, aussi minime soit-elle, la fréquence de l'oscillateur.

La fonction d'un amplificateur consiste à restituer à sa « sortie » la même onde que celle reçue à son « entrée », en en ayant simplement augmenté la puissance.

Un oscillateur, pour produire des oscillations et pour les entretenir, doit recevoir un apport d'énergie — ainsi que nous l'avons vu dans le cas d'un oscillateur mécanique. De même, l'amplificateur, pour remplir son rôle (nous verrons bientôt comment et pourquoi) a également besoin d'énergie. Cette nécessité est la conséquence de l'emploi d'un merveilleux dispositif qui a énormément contribué au développement de la radio: la valve thermoïonique.

Actuellement sont également étudiés, pour ces mêmes usages, les *transistors*, organes nouveaux qui concurrencent la lampe, mais qui ont également besoin d'une source d'énergie.

Dans les deux cas il s'agit d'énergie électrique et il est donc évident que dans un émetteur, une section sera consacrée à produire l'énergie électrique nécessaire à l'**alimentation**, en la tirant, par transformation, de l'énergie mécanique (dynamo, alternateur), ou chimique (piles, accumulateurs).

Quand l'émetteur ne doit pas être seulement utilisé pour l'émission de messages télégraphiques en code Morse, mais doit également transmettre la parole et les sons, il faut — nous le savons déjà — moduler les oscillations, c'est-à-dire, le plus souvent, faire varier l'amplitude ou la fréquence au rythme des sons: cela s'effectue dans la section **modulateur**.

Cette section comprendra, avant tout, un dispositif pouvant capter les sons et les transformer en un courant électrique fonction de leur intensité et de leur fréquence — tout comme pour le téléphone —: le **microphone**.

Le courant microphonique — de faible intensité — pourrait servir à moduler un émetteur (**figure 2**). mais il faut savoir qu'il est nécessaire de pouvoir disposer d'une certaine quantité d'énergie de cette nature pour obtenir un résultat satisfaisant. En gros, on peut dire que l'énergie à fréquence sonore (Basse Fréquence) nécessaire est égale à la moitié de la puissance d'alimentation de l'amplificateur final de l'onde électromagnétique (Haute Fréquence). Là encore, nous aurons recours à une amplification qui, étant donné la nature du courant à amplifier, est appelée **amplification Basse Fréquence**. Pour atteindre la puissance finale nécessaire, nous procèderons également par étapes successives, c'est-à-dire au moyen d'étages multiples. Ce terme étage — que nous rencontrerons très souvent — peut être défini comme étant **l'ensemble des éléments, qui, par leur réunion, permet l'entier accomplissement d'une fonction**. Dans un émetteur, par exemple, nous l'avons appris, les diverses sections pourront comporter chacune un ou plusieurs étages.

Pour l'amplification Basse Fréquence les conditions sont les mêmes que celles définies plus haut à propos de l'amplification Haute Fréquence. Le « **signal** » entrant (et par signal nous entendons l'onde avec ses ampli-

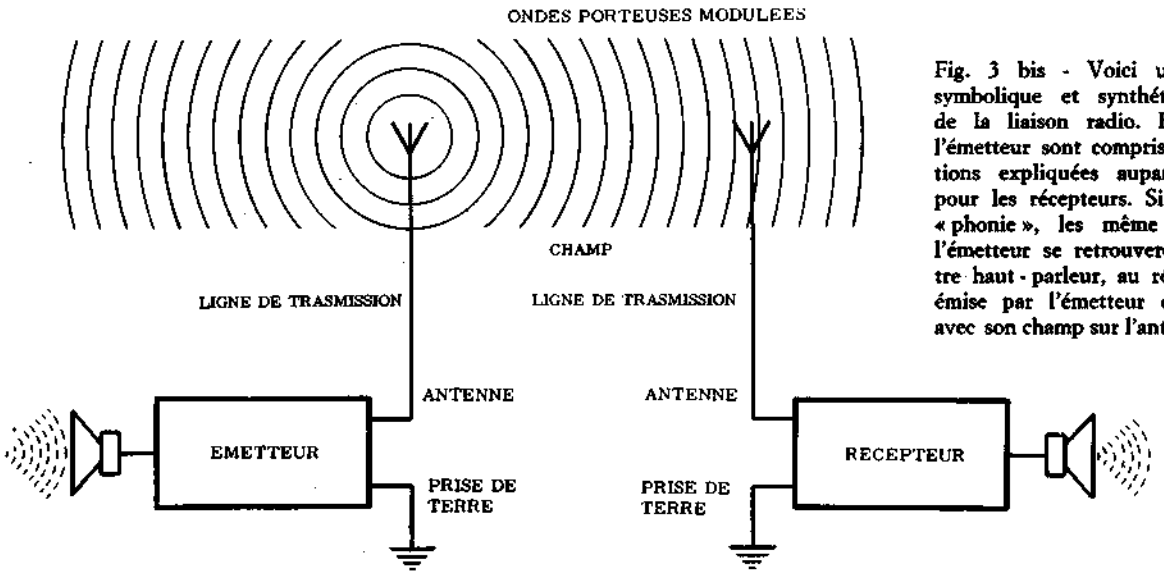


Fig. 3 bis - Voici une représentation symbolique et synthétique du procédé de la liaison radio. Evidemment, dans l'émetteur sont comprises toutes les fonctions expliquées auparavant; de même pour les récepteurs. Si l'émission est en « phonie », les même sons présents à l'émetteur se retrouveront émis par l'autre haut-parleur, au récepteur. L'énergie émise par l'émetteur doit être présente avec son champ sur l'antenne du récepteur.

tudes et fréquences successives dans le temps) doit se retrouver inaltéré dans sa forme à la sortie de l'amplificateur: seule sa puissance doit être augmentée.

Il est évident que la section amplificatrice Basse Fréquence, comportant également des lampes ou des transistors, nécessite une alimentation. Ceci implique la présence d'une deuxième section d'alimentation ou une augmentation de la puissance d'une section unique pour l'émetteur tout entier.

L'oscillation électrique produite par l'émetteur, amplifiée et modulée (**figure 3**), se propage dans l'espace à partir de l'antenne. L'antenne sera d'autant meilleure — et, par suite, d'un plus grand rendement — qu'elle sera plus élevée. Elle est formée, en bref, d'un conducteur (fil, barre, tube... de métal) dont la longueur est fonction de la fréquence (longueur d'onde) qui doit être émise; en fait, l'antenne doit être « **accordée** » — elle doit entrer en résonance — sur la fréquence de travail car, nous l'avons appris dans la première leçon (page 3), le meilleur rendement (moindre dépense d'énergie) se produit toujours sur la fréquence propre de résonance.

L'antenne est donc calculée, par avance, en fonction de la longueur d'onde de travail: lorsque, comme cela se produit dans divers émetteurs, on utilise selon les cas plus d'une longueur d'onde, on doit prévoir des dispositifs spéciaux susceptibles de modifier, sinon matériellement, du moins électriquement, les caractéristiques de l'antenne pour lui permettre d'absorber — et, par suite, de rayonner — le maximum de l'énergie fournie par l'émetteur.

Cette énergie lui est transmise au moyen d'un conducteur appelé « **ligne de transmission au l'alimentation** » — l'antenne pouvant être située à une certaine distance de l'émetteur (terme anglais: « feeder »).

Les lignes de transmission ne doivent pas rayonner de l'énergie, de même que les tuyaux d'eau ne doivent pas perdre le liquide sur leur parcours.

Nous résumons dans la **figure 3 bis**, les éléments d'une liaison complète.

Ayant analysé, dans ses grandes lignes, l'émetteur, voyons maintenant, de la même manière, le récepteur.

LE RECEPTEUR

Le fonctionnement et le comportement d'un récepteur sont, évidemment, inverses de ceux de l'émetteur. Ce dernier doit transformer un signal sonore en une onde électromagnétique rayonnée; le récepteur doit capter l'onde rayonnée à partir de l'émetteur et la retransformer en un signal sonore.

De même que dans un émetteur on utilise une antenne pour émettre l'onde dans l'espace, dans un récepteur, c'est également une antenne qui sert à la capter dans ce même espace. Nous savons déjà que l'émetteur envoie ses ondes dans toutes les directions: elles forment, autour de lui, un « **champ** » (voir page 7). L'antenne de réception se trouve dans ce champ et, si elle est construite pour entrer en résonance sur la fréquence émise, on obtiendra le maximum de rendement qui permettra de recueillir le signal le plus intense, en rapport avec l'intensité du champ en ce point. En principe, plus grande sera la distance à l'émetteur, plus faible sera l'intensité du champ. Nous trouvant en présence d'une infime quantité d'énergie, nous devons nous efforcer, lors de la construction d'une antenne, d'obtenir le meilleur rendement qui se produit — comme pour l'émission — à la résonance et qui est également fonction de l'emplacement (hauteur au-dessus du sol et éloignement de toutes masses métalliques voisines) et de son isolement (le moins de pertes possible par dispersion). Ces principes généraux, valables avant tout comme concepts théoriques, ont une importance capitale dans le cas de récepteurs très simples sans étages amplificateurs à Haute ou Basse Fréquence parce que — il convient de le dire dès à présent — dans les récepteurs, tout comme dans les émetteurs, on peut recourir — et on y recourt fréquemment — à l'amplification.

Ayant recueilli l'énergie maximum en Haute Fréquence, par l'emploi d'une antenne résonnant sur la fréquence d'émission, il faut pratiquer l'opération inverse de la modulation: la **démodulation**, plus couramment appelée **détection**. Dans cet étage vital de l'appa-



Fig. 4 - Le récepteur le plus simple est celui remplissant la seule fonction de détection de l'énergie captée par l'antenne. Dans ce cas, n'ayant pas d'amplification, il n'y a que l'énergie captée.

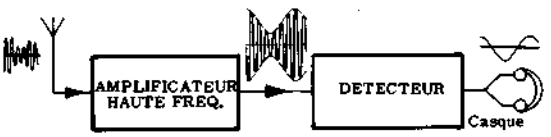


Fig. 5 - En ajoutant un amplificateur, on augmente la sensibilité. Il est, ainsi, possible d'entendre au casque des stations faibles et lointaines, grâce à l'amplification de leurs signaux.

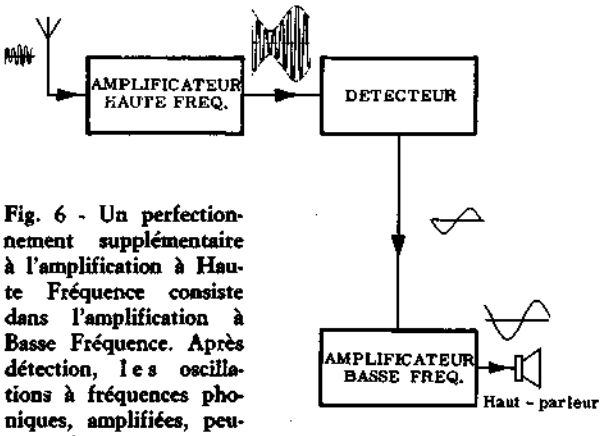


Fig. 6 - Un perfectionnement supplémentaire à l'amplification à Haute Fréquence consiste dans l'amplification à Basse Fréquence. Après détection, les oscillations à fréquences phoniques, amplifiées, peuvent alors actionner un haut-parleur au lieu d'un casque.

reil, nous pouvons dire que s'accomplit véritablement la réception proprement dite. De l'onde porteuse on « extrait » le signal de modulation: l'onde électromagnétique qui a permis la liaison à travers l'espace ne nous intéresse plus, après cette opération; c'est seulement la Basse Fréquence qui peut être transformée en ondes sonores par des dispositifs (inverses du microphone) bien connus: l'écouteur téléphonique, le casque et le haut-parleur.

Ainsi, de même que l'émetteur le plus simple peut être constitué par le seul oscillateur, le récepteur le plus simple comprend seulement un détecteur (**figure 4**). Nous apprendrons, en effet — dans la leçon suivante — à construire des récepteurs très simples, comportant uniquement la fonction détection et, pourtant, capables de permettre une bonne réception des émetteurs de radiodiffusion locaux.

Etant donné qu'il est possible d'amplifier le signal capté par l'antenne, alors qu'il est encore en Haute Fréquence (**figure 5**), ou d'amplifier le signal après détection, en Basse Fréquence, nous trouvons, dans les récepteurs radio classiques, des étages d'amplification dans ces deux sections (**figure 6**).

Par l'amplification en Haute Fréquence, nous augmentons pratiquement la sensibilité du récepteur et rendons, ainsi, utilisables des signaux qui, en raison de la distance, de la faible puissance de l'émetteur ou de toute autre cause, seraient trop faibles pour être perçus après détection. Par l'amplification en Basse Fréquence, nous accroissons la puissance, ce qui nous permet de faire fonctionner un ou plusieurs écouteurs et, ce qui est plus pratique (quoique nécessitant une puissance plus grande), le haut-parleur.

Par suite, si nous incorporons des étages amplificateurs dans un récepteur, nous nous trouvons également — comme dans le cas de l'émetteur — dans l'obligation de fournir une certaine quantité d'énergie électrique d'alimentation aux étages intéressés afin que les lampes ou les transistors puissent accomplir leurs fonctions: nous aurons donc une section d'alimentation qui pourra être constituée par des batteries ou être reliée au secteur électrique.

Il convient, à ce propos, de préciser un point particulier. Nous avons vu que, dans un émetteur, tous les étages nécessitent une alimentation, y compris l'oscillateur qui produit les oscillations à Haute Fréquence. Dans le récepteur, par contre, l'étage qui peut, en un certain sens être comparé à l'oscillateur, le détecteur, ne demande, pour fonctionner, aucune source d'énergie extérieure. Il peut fonctionner avec la seule énergie captée par l'antenne. De cette façon, on peut construire des récepteurs de radio — ceux qui se limitent au seul emploi d'un détecteur — qui n'ont pas besoin d'être reliés au réseau électrique ou à des piles: ce sont des appareils qui, autrement dit, ne consomment aucune autre énergie que celle recueillie par l'antenne, venant de l'émetteur. Dans l'étage détecteur on peut n'employer ni lampe, ni transistor, mais bien un seul élément, que nous pouvons qualifier de passif en ce qu'il se borne à transformer l'onde électromagnétique sans apporter d'amplification: un tel organe est appelé **diode** (deux éléments) et, dans les premiers récepteurs, il était constitué par un cristal de sulfure de plomb (galène) et une pointe de contact (chercheur).

Le détecteur diode présente la caractéristique de ne permettre le passage du courant qui lui est appliqué, pratiquement que dans un seul sens: on peut dire qu'il est « polarisé », c'est-à-dire qu'il a une extrémité négative et une positive. Dans le sens de conduction, le courant peut passer facilement; la diode ne représente pas un obstacle, autrement dit elle n'offre qu'une faible résistance. Par contre, le courant éprouve une grande difficulté à passer dans l'autre sens; la diode, dans ce sens, offre une grande résistance. Plus grande est la différence de résistance entre les deux sens, plus efficace sera la diode. Voyons, maintenant, comment nous pouvons utiliser ce phénomène pour démoduler une onde reçue.

L'onde, comme nous le savons (voir page 3) est formée de deux demi-ondes, présentant chacune une crête ou pointe qui détermine son amplitude maximum par rapport à un point de niveau zéro. Une oscillation

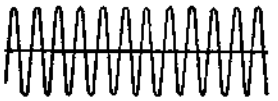


Fig. 7 - Oscillations H. F. non modulées: amplitude constante.

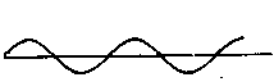


Fig. 8 - Forme d'un signal de modulation.



Fig. 9 - L'amplitude de la porteuse varie sous l'effet de la modulation.



Fig. 10 - Redressement (détection) d'une onde non modulée. Les alternances négatives sont complètement supprimées.

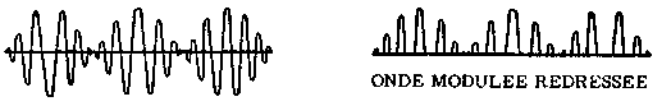


Fig. 11 - Après la détection d'une porteuse modulée on a une série d'alternances positives dont l'amplitude varie avec la modulation.

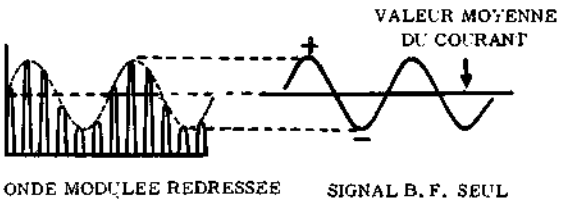


Fig. 12 - En analysant l'onde modulée redressée (fig. 11) on observe que les pointes ou « crêtes » de l'alternance positive, résultant de la détection, produisent une onde à fréquence phonique dont l'amplitude oscille autour d'une valeur moyenne constante. On a ainsi un courant alternatif identique à celui de la modulation ayant provoqué les variations de la porteuse.

d'amplitude constante, non modulée (**figure 7**), peut être représentée par une succession continue d'ondes d'amplitude égale.

En superposant un signal de modulation (**figure 8**), nous faisons varier l'amplitude (**figure 9**) (modulation d'amplitude). Cette onde est rayonnée par l'émetteur de radiodiffusion et arrive, après son rapide voyage dans l'espace, au système de détection du récepteur. Celui-ci, par définition, ne permet le passage que dans un seul sens, par conséquent, seulement une des deux demi-ondes, celle qui trouvera le sens de conduction favorable, pourra passer à travers la diode (l'autre étant de polarité opposée). A la sortie de la diode, l'onde sera découpée comme on peut le voir sur les **figures 10** et **11**; on dit aussi qu'elle est « redressée ». On retrouve toujours présente, dans la demi-onde restante, la variation d'amplitude provoquée par la modulation. En éliminant, par des dispositifs appropriés, la Haute Fréquence (ou porteuse) résiduelle, on obtiendra un courant qui variera en fonction de la modulation, c'est-à-dire un courant uniquement de Basse Fréquence (**figure 12**) susceptible de se transformer en sons par le moyen d'un reproducteur convenable (casque, haut - parleur...).

LES PRINCIPAUX ELEMENTS

Divers organes sont nécessaires pour constituer les étages d'un émetteur ou d'un récepteur: nous en décrirons certains, dès à présent, dans un but essentiellement pratique. Le lecteur apprendra à les connaître, à les différencier et — dans la leçon suivante — toutes directives utiles, concernant leur emploi, seront données. Toutefois, ils seront décrits avec plus de rigueur scientifique ou technique dans les leçons successives.

Ce faisant, tous ceux qui suivent notre Cours, pourront se familiariser avec les éléments — pièces détachées — qui, connectés ensemble, forment un étage ou accomplissent une fonction donnée. Il sera ainsi possible d'obtenir, presque immédiatement des résultats concrets, nous voulons parler de la construction de récepteurs radio très simples; ceci contribuera à rendre l'étude plus attrayante, la théorie moins aride, et l'on s'apercevra que les leçons futures seront suivies facilement parce que les sujets qui les composeront seront des phénomènes ou des organes que l'on aura eu l'occasion de rencontrer dans la pratique.

Nous parlerons ici d'organes essentiellement destinés aux récepteurs de radio, bien que certains, très fréquemment, puissent se rencontrer également dans les émetteurs. La différence entre les deux emplois porte seulement, en principe, sur leurs dimensions. Dans un émetteur, en effet, on a affaire presque toujours, avec des courants (c'est-à-dire avec des puissances), bien plus élevés que ceux que l'on trouve dans les récepteurs: les pièces détachées d'un émetteur seront, de ce fait, proportionnées en conséquence et seront donc de plus grandes dimensions.

ANTENNE et CIRCUIT OSCILLANT

L'antenne, en vérité, ne fait partie du récepteur proprement dit que dans quelques cas. Toutefois, et parce que la tendance à l'incorporer dans les récepteurs se généralise, et que, pour les appareils les plus simples, l'antenne joue un rôle extrêmement important, il est nécessaire de donner ici quelques notions la concernant.

L'antenne capte le maximum d'énergie Haute Fréquence sur sa propre fréquence de résonance. Cette fréquence peut être calculée à l'avance (avec une bonne approximation) et ainsi, une antenne peut être construite de dimension telle (longueur) que le rendement soit maximum pour une longueur d'onde donnée. Nous savons déjà qu'en pratique, un récepteur ne se limite pas à la réception d'une seule fréquence: il couvre, en réalité, une certaine gamme, ou bande, de fréquence. Il serait donc nécessaire de faire varier la longueur de l'antenne pour chacune des stations à recevoir. Cette manoeuvre, parfaitement impraticable, particulièrement dans le cas d'une antenne extérieure, peut fort heureusement être évitée. Pour cela, sans changer les dimensions matérielles de l'antenne, on

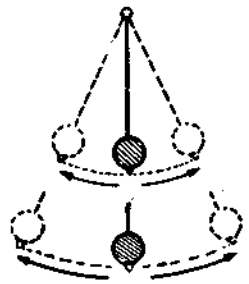


Fig. 13 - En modifiant les caractéristiques des éléments composant un générateur d'oscillations, on fait varier la fréquence des oscillations. Ainsi, dans le cas d'un pendule, l'augmentation ou la diminution de la longueur du fil détermine des oscillations d'amplitude plus ou moins grande, (plus ou moins rapide fréquence plus ou moins élevée).

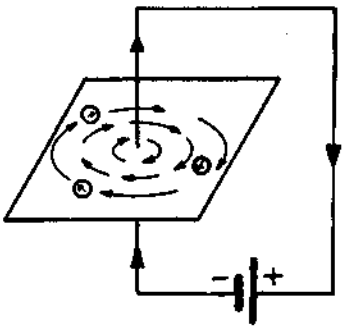


Fig. 14 - Le courant (provenant de la pile), en parcourant un conducteur, fait naître, autour de celui-ci, un champ formé de lignes de force magnétique mises en évidence par des flèches concentriques, dans le dessin.



Fig. 15 - Un conducteur enroulé en spires rapprochées donne naissance à un champ magnétique plus intense, par le fait que les champs particuliers à chacune des spires s'ajoutent entre eux. On peut remarquer les lignes de force magnétique qui d'une spire influencent les spires adjacentes.

peut en modifier les caractéristiques électriques. Les résultats sont pratiquement les mêmes, et la réalisation est relativement facile comme nous le verrons Tout cela fait que, lors de l'établissement d'une antenne, nous n'aurons pas à nous préoccuper outre mesure de ses caractéristiques propres, étant assuré qu'il nous sera toujours possible de la mettre en résonance sur la fréquence choisie.

Un système oscillant mécanique (voir page 3) tel qu'un pendule ou un diapason, a sa fréquence d'oscillation ou de résonance déterminée par ses caractéristiques physiques: longueur, masse, poids... (voir figure 13). Nous savons que, parlant de fréquences beaucoup plus grandes, il n'est plus possible de les produire par des systèmes mécaniques et que nous entrons, alors, dans le domaine des phénomènes électromagnétiques. La production d'oscillations électromagnétiques est le fait du passage d'un courant électrique dans un parcours déterminé — appelé circuit — présentant des caractéristiques électriques bien définies. Ces caractéristiques, qui peuvent se comparer par analogie aux caractéristiques physiques de l'oscillateur mécanique, sont: l'**inductance** et la **capacité**.

Si nous modifions l'inductance ou la capacité d'un circuit oscillant, nous modifions également sa fréquence de résonance; cela étant valable aussi bien dans le cas d'un circuit oscillant d'un émetteur (oscillateur) que dans le cas d'un circuit de récepteur. La variation de l'inductance ou de la capacité produit donc un effet analogue à la variation des dimensions matérielles d'un pendule ou d'un diapason.

Une antenne n'est autre chose qu'un circuit électrique ayant une inductance et une capacité qui lui sont propres: pour cette raison, elle peut entrer en résonance sur une fréquence déterminée qui est fixée par la combinaison des valeurs de ces deux éléments. Il est maintenant utile de savoir que l'on peut fabriquer artificiellement, si l'on peut dire, des inductances et des capacités. En d'autre termes, on dispose, en technique Radio, d'organes ayant une valeur déterminée d'inductance et une valeur déterminée de capacité: ce sont, respectivement, les **bobines d'induction** et les **condensateurs**.

En ajoutant une bobine d'induction (ce terme est peu employé et l'on dit, plus volontiers, « inductance », terme qui désigne ainsi, tout à la fois, la fonction et l'organe) ou un condensateur dans le circuit d'une antenne, on peut faire varier, dans de grandes proportions, son inductance et sa capacité. Comme, d'autre part, ces deux organes son construits de telle sorte que l'on puisse faire varier facilement leur valeur, il est aisé de comprendre qu'une antenne peut, ainsi, résonner sur un grand nombre de longueurs d'onde ou — pour mieux dire — sur une gamme entière, donnant son rendement maximum sur la fréquence choisie.

Nous pouvons donc en conclure qu'en ajoutant une inductance ou une capacité, ou les deux à la fois, il est possible d'amener à résonance une antenne quelconque sur une fréquence déterminée. Il nous faut donc étudier — toujours d'une manière essentiellement pratique — ces deux éléments importants (inductance et capacité) qui, ainsi que nous le verrons par la suite, trouvent de nombreuses applications dans les différents circuits des appareils électroniques.

INDUCTANCES

L'examen sommaire que nous en ferons est limité, pour l'instant, à l'emploi de cet élément dans les récepteurs de radio les plus simples.

Parmi les conducteurs de l'électricité, on peut établir une hiérarchie en fonction de leur conductibilité: parmi eux figurent en bonne place les métaux; parmi les métaux, l'argent et le cuivre sont les meilleurs (voir page 28).

Par suite, si nous voulons faire passer, d'une manière continue, un courant dans un circuit déterminé avec le moins de pertes possible. (pertes se traduisant par une transformation du courant en chaleur), nous utiliserons un conducteur métallique, en cuivre par exemple. Pour la commodité d'emploi, nous utiliserons le cuivre sous forme de fils que l'industrie nous livre

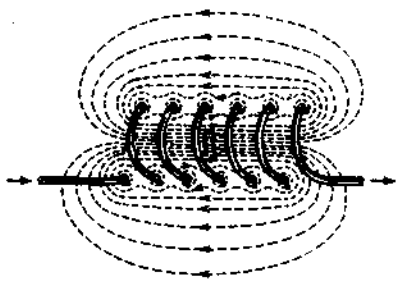


Fig. 16 - Les lignes de force ont une densité maximum à l'intérieur d'une bobine. Pour augmenter cette densité, on peut introduire à l'intérieur de la bobine, un noyau d'une substance conduisant mieux le magnétisme que l'air.

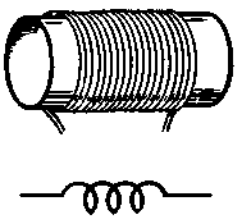


Fig. 17 - Bobine constituée en enroulant un conducteur sur un support isolant et sa représentation symbolique. Ce modèle est rarement employé dans les constructions courantes: on préfère des bobines avec noyau (souvent réglable) comme celle présentée ci-contre.

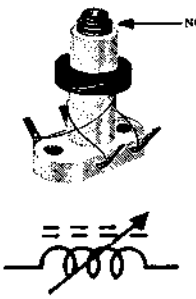


Fig. 18 - Bobine avec noyau fileté ferromagnétique, réglable: son inductance peut varier. Une bobine avec noyau est plus petite que une bobine à air de même valeur.

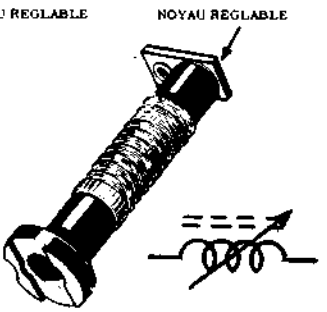


Fig. 19 - Bobine du type dit « nid d'abeilles » avec noyau réglable et support pour la fixation. L'enroulement à «nid d'abeilles» est presque toujours adopté quand on doit parvenir à une certaine valeur d'inductance.

en divers diamètres susceptibles de satisfaire à toutes nos exigences. Pour les motifs indiqués ci-dessus, une antenne qui est destinée à conduire le courant, tant en émission qu'en réception, est toujours constituée par un bon conducteur (cuivre ou bronze) sous forme de fil ou de tresse.

Quand le courant parcourt un conducteur, quel qu'il soit, autour de ce même conducteur se forment des lignes magnétiques circulaires, formant un champ magnétique (**figure 14**). Si le courant devient plus intense, le champ magnétique devient lui-même plus intense et l'on peut noter, immédiatement, que le champ magnétique oppose une certaine résistance aux « variations » du courant.

Là où ces variations existent, comme dans le cas du courant de Haute Fréquence qui varie selon une fréquence très élevée, un conducteur devient le siège d'une opposition au courant qui le parcourt. On dit, alors, que le conducteur, ou le circuit, présente une **inductance** ou **self-inductance**. L'inductance, s'opposant aux variations du courant, agit de telle sorte que le courant est en retard par rapport à la tension. Dans le champ magnétique ainsi formé, s'emmagasine, de ce fait, pendant un demi-cycle, de l'énergie qui est restituée pendant le demi-cycle suivant.

Il ne faut pas croire qu'une telle caractéristique soit de caractère purement négatif: elle est, au contraire, utilisée fréquemment pour obtenir la résonance d'un circuit électrique, et cette résonance — dans un tel circuit — résulte de la combinaison de l'inductance et de la capacité.

La self-induction d'un conducteur rectiligne est très faible. Pour la rendre plus importante, on peut enrouler le conducteur en des tours (ou spires) successifs. Dans ce cas, les lignes de force magnétique qui se développent autour du fil formant une spire, agissent également sur le fil de la spire voisine contribuant, ainsi, à un accroissement général de l'inductance (**figure 15**). Nous dirons également que l'inductance croît en fonction du carré du nombre de spires (ou tours); qu'elle croît d'autant plus que les spires sont plus rapprochées et que le diamètre est plus grand. Dans la pratique courante, les inductances ainsi réalisées sont appelées « bobines de self-induction » ou plus simplement « bobines » ou, encore, « selfs ».

A l'intérieur de la bobine, ou des spires, passe le flux total des lignes magnétiques (**figure 16**); il est possible de faciliter ce passage, accroissant ainsi l'efficacité de la bobine, en disposant en ce point un matériau (comme noyau) qui se laisse traverser, par le flux magnétique, plus facilement que l'air. La nature de ce matériau dépend de la fréquence du courant: ainsi nous aurons des bobines pour la Haute Fréquence et des bobines pour la Basse Fréquence qui pourront se différencier par la forme et la nature du matériau constituant le noyau.

Les **figures 17, 18** et **19** représentent quelques types de bobines parmi les plus courants.

En faisant varier la position du noyau à l'intérieur de la bobine, on pourra faire varier la valeur de l'inductance sans avoir à modifier le nombre de tours (ceci se pratique couramment dans le cas de bobines pour Haute Fréquence dans lesquelles, un noyau fileté peut être plus ou moins enfoncé vers le centre de la bobine). Ainsi, en utilisant un noyau composé d'une substance qui facilite le passage du flux magnétique sans produire de pertes (on adopte un mélange de poudre de fer et d'agglomérant isolant), on obtiendra l'inductance maximum quand le noyau sera complètement introduit dans la bobine. Par contre, le contraire se produira si, au lieu de poudre de fer, nous utilisons un noyau en métal (laiton, argent, aluminium) qui transformera une partie du flux magnétique en énergie thermique, diminuant ainsi son intensité. Dans un tel cas, l'inductance se trouvera diminuée par l'introduction du noyau et le rendement également.

CAPACITE

L'autre élément qui, avec l'inductance, forme la partie active d'un circuit oscillant, est la capacité; celle-ci est réalisée, s'il le faut, sous forme de condensateur (de valeur fixe ou variable).

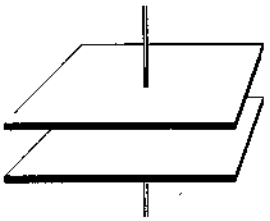


Fig. 20 - Deux plaques métalliques (armatures) placées face à face et isolées entre elles (par le diélectrique), forment un condensateur. C'est le moyen le plus simple pour réaliser un condensateur dont la valeur dépende de la surface, de la distance qui sépare les deux plaques ainsi que de l'isolant qui se trouve entre eux.

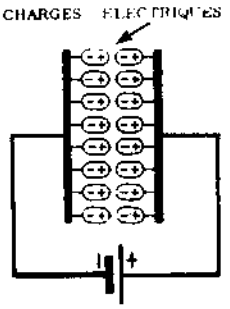


Fig. 21 - En appliquant une différence de potentiel aux armatures d'un condensateur, on provoque la formation de charges électriques dans l'espace compris entre les deux plaques.

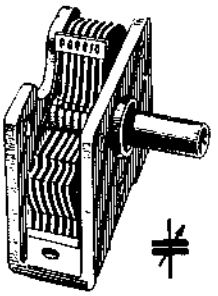


Fig. 22 - Condensateur variable par rotation de l'axe solidaire des armatures (plaques) mobiles. Dans ce cas l'isolant entre les deux plaques est l'air. A côté on a la représentation symbolique employée sur le schéma.

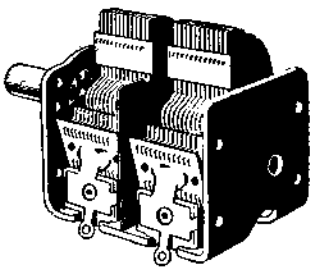


Fig. 22 bis - Ici on voit un condensateur double et variable, toujours par rotation de l'axe solidaire des armatures mobiles. La variation dans les deux condensateurs est la même si le profil des armatures est égal dans les deux secteurs: le cas échéant on peut obtenir une variation différente.

Un circuit comprend également un troisième élément, passif celui-là, appelé résistance (nous l'apprendrons plus loin).

Par conséquent, les trois composants de base d'un circuit oscillant électronique sont: *l'inductance, la résistance* et *la capacité*.

L'énergie électromagnétique — l'onde radioélectrique — est transmise à travers l'espace, à la vitesse de la lumière, sous l'action simultanée de deux champs, le champ électrique et le champ magnétique — ainsi que nous l'avons déjà mentionné dans notre première leçon.

Tandis que l'inductance se rapporte uniquement au champ magnétique, par le fait qu'un *courant* qui circule dans un conducteur crée, autour de lui, un champ magnétique — la capacité, elle, se rapporte au champ électrique, champ se produisant sous l'effet d'une *tension*.

Si nous relions deux longueurs de fil métallique aux pôles opposés d'une pile (générateur de courant électrique et, par suite, de tension) et si nous les plaçons à une certaine distance l'une de l'autre, un champ électrique se formera entre ces deux conducteurs: nous aurons ainsi réalisé, d'une manière très simple, un condensateur. Un condensateur comporte, donc, deux conducteurs — armatures — séparés par un isolant: le diélectrique (**figure 20**). Ce diélectrique peut être l'air (comme dans le cas cité ci-dessus), le verre, le mica, le papier paraffiné, l'huile, les oxydes, etc... Lorsqu'une différence de potentiel est appliquée aux deux armatures, il se produit entre elles un champ électrique ayant son siège dans le diélectrique (**figure 21**). Le condensateur est alors chargé.

Il est à noter que, souvent, on désigne un condensateur sous le nom de « capacité »; ce terme est également approprié puisque la fonction d'un condensateur consiste à emmagasiner l'électricité sous la forme d'un champ électrique.

Un condensateur peut rester chargé pendant un temps assez long, après que la source de tension ait été débranchée. Si l'on met, alors, en contact les deux armatures, au moyen d'un conducteur, la décharge, ou restitution de l'énergie emmagasinée par le condensateur, se fera dans ce conducteur.

Nous avons vu qu'une inductance emmagasine également de l'énergie dans son champ magnétique. Si nous branchons une inductance aux bornes d'un condensateur, celui-ci se déchargera dans la bobine. Puisque, nous l'avons vu, l'inductance a pour effet de retarder le courant par rapport à la tension (ce qui s'appelle *déphasage*), l'énergie aura le temps d'être à nouveau présente aux bornes du condensateur qui se rechargera.

Le cycle de ces charges et décharges successives continuera tant que les pertes (qui sont inévitables dans tous les circuits) n'auront pas dissipé toute l'énergie sous forme de chaleur.

Le nombre de fois, en une seconde, que se produisent ces échanges réciproques de charges est appelé fréquence naturelle ou **fréquence de résonance** du circuit et dépend, évidemment de la valeur de l'inductance et de la capacité.

Si l'on s'arrange pour compenser, au moyen d'une source convenable, l'énergie dissipée, le cycle des charges et décharges (pour mieux dire, *les oscillations*) se poursuivra indéfiniment.

Nous croyons que l'on comprend maintenant clairement, pourquoi, en faisant varier la valeur de l'inductance, ou celle de la capacité, on peut modifier la fréquence de résonance.

Il est facile de faire varier la capacité d'un condensateur. Il suffit, pour cela, de diminuer la surface des armatures et, pour arriver à ce résultat d'une manière pratique, on laisse une armature fixe, tandis que l'autre, rendue mobile, est fixée à un axe de commande. Cette armature mobile, pouvant pivoter sur son axe, prendra toutes les positions possibles par rapport à l'autre (par la manoeuvre d'un bouton de commande solidaire de l'axe). La capacité variera donc entre un maximum et un minimum, fixés par la surface des armatures et par la distance prévue entre elles.

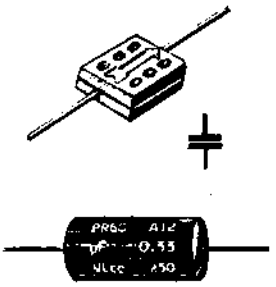


Fig. 23 - Condensateurs fixes: à diélectrique mica (en haut) et à diélectrique papier (en bas). Le symbole est celui qu'on a vu pour les condensateurs variables, sans la flèche qui indique la possibilité de variation.

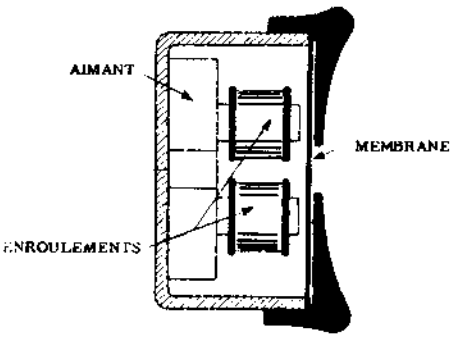


Fig. 24 - Vue en coupe d'un écouteur ou reproducteur téléphonique: on distingue les divers organes parmi lesquels la membrane qui, en vibrant transforme les oscillations électriques en sons. En combinant les reproducteurs de manière à pouvoir en placer un sur chaque oreille on a un « casque ».

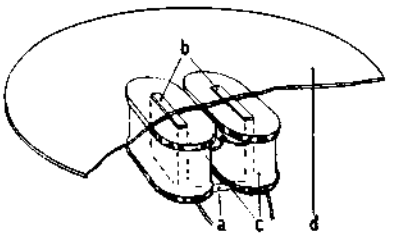


Fig. 25 - Nous voyons ici les mêmes éléments que ceux que nous avons vu sur l'illustration précédente, constituant le reproducteur magnétique: en « a » l'aimant, en « b » les expansions polaires, en « c » les enroulements et en « d » la membrane métallique qui suit les changements de magnétisation et qui, par conséquent, traduit en ondes sonores les dites variations.

Nous dirons, encore, que dans le cas où, pour obtenir une capacité donnée, les armatures devraient avoir des dimensions excessives (le condensateur serait peu maniable dans ce cas), il est possible — et cela est généralement le cas en pratique — de combiner plusieurs armatures fixes et mobiles de plus petites dimensions; le résultat obtenu sera identique si la surface totale est la même dans les deux cas.

Les figures 22 et 23 illustrent certains modèles de condensateurs fixes et variables, couramment employés dans les appareils de radio.

LE REPRODUCTEUR DE SONS

Le signal qui a traversé la diode démodulatrice et duquel a été éliminé la résiduelle à Haute Fréquence, représente la seule modulation, c'est-à-dire les variations électriques correspondantes des divers sons captés par le microphone. En d'autres termes, nous disposons de tensions (d'amplitudes diverses) de fréquences égales à celles des sons qui les ont produites. En tant qu'oscillations électriques, nous ne pouvons les entendre: il faut donc les transformer en vibrations mécaniques (sons) que notre oreille peut percevoir. On utilise à cet effet un appareil que nous appellerons, en terme général, « reproducteur ». Nous en analyserons un, parmi les plus connus, illustré dans les **figures 24 et 25**.

Tout le monde connaît la manifestation la plus évidente du champ magnétique: c'est l'attraction qu'il exerce sur le fer.

Nous avons déjà vu que si un courant parcourt un conducteur ou, mieux encore, une bobine, il crée un champ magnétique dont l'intensité est proportionnelle à celle du courant. Par suite, si le courant varie — même très rapidement et dans de larges limites — le champ magnétique changera de même. Ceci posé, il est facile de conclure qu'une mince lame d'acier fixée à proximité d'un tel champ magnétique, de manière à en subir l'influence, et étant suffisamment élastique pour pouvoir vibrer, se mettra en mouvement (oscillations) pour s'approcher (sous l'effet de l'attraction) et pour s'éloigner (par son élasticité propre) de la bobine — ou, ce qui est plus exact, de son noyau — siège du champ magnétique. Ces mouvements suivront fidèlement les variations d'intensité et de fréquence du courant circulant dans l'enroulement: si ce courant est celui provenant de la détection de signaux, la Basse Fréquence produira — par les vibrations de la mince lame d'acier — des sons identiques à ceux transmis per l'émetteur.

Un dispositif ainsi réalisé prend le nom de **reproducteur magnétique**. S'il est de petites dimensions (approximativement celles de l'oreille), on a précisément l'écouteur de téléphone classique. En combinant deux reproducteurs magnétiques de manière à pouvoir en placer un sur chaque oreille, on a un « casque ». Si nous le réalisons avec des pièces de plus grandes dimensions et si nous fixons à la lame vibrante un cône de carton, nous obtenons un « haut-parleur ou diffuseur magnétique », dont l'usage fut très répandu, il y a quelques années, mais qui est pratiquement abandonné, aujourd'hui, au profit d'autres types qui, bien que toujours basés sur les mêmes effets du magnétisme, permettent d'obtenir une reproduction bien plus fidèle (les sons reproduits correspondant davantage aux sons originaux). Nous verrons tout cela en détail dans une leçon consacrée entièrement aux haut-parleurs.

Naturellement, en raison de la plus grande masse mise en mouvement, un haut-parleur a besoin d'une plus grande puissance que celle qui serait nécessaire pour actionner un casque. Le signal disponible après la détection — qui est toujours de faible valeur — est insuffisant pour faire vibrer, d'une manière efficace, la membrane d'un haut - parleur. Il faut donc l'amplifier.

Les appareils très simples que nous décrivons dans la leçon suivante ne comportent qu'un étage détecteur et ne permettent que l'écoute au casque. Il sera facile de les faire suivre par un ou plusieurs étages d'amplification B.F., ainsi que nous l'enseignerons après avoir exposé les principes de fonctionnement de l'amplification à Basse Fréquence.

Leçon n 8

RECEPTEURS de RADIO SIMPLES

Tous ceux qui ont suivi avec attention les leçons précédentes, la dernière en particulier, sont en mesure d'aborder la construction des récepteurs de radio très simples que nous décrivons essentiellement pour leur permettre de se familiariser avec des plans de montage et avec les éléments qui les composent, ainsi qu'avec les phénomènes se produisant dans les circuits.

Pour présenter ces appareils, de même que pour étudier un circuit en général, il n'est pas strictement indispensable de construire effectivement le circuit ou l'appareil lui-même. Il est au contraire possible — certains le savent déjà — de présenter sous une forme graphique ce circuit, ou cet ensemble de circuits, dont le dessin prend, alors, le nom de « schéma ».

Il est nécessaire, avant toute chose, que le lecteur soit bien pénétré de l'importance et de la grande utilité que revêt la conception et l'élaboration d'un schéma, car c'est en travaillant sur les schémas et en se servant d'eux qu'il pourra réaliser de nouveaux appareils, rechercher les pannes, étudier des modifications, etc...

DESSIN des SCHEMAS

Comme dans toute réalisation de caractère technique, soit architecturale, décorative, électrique ou électronique, un appareil doit pouvoir être dessiné dans le but d'étudier son fonctionnement dans la phase de projet, de le perfectionner au stade de la réalisation et, enfin, de le réparer en cas de panne.

Etant donné que les pièces utilisées en électronique ont — par nature — un aspect, des formes et des dimensions adaptés à leurs divers emplois, il serait pratiquement impossible de dessiner les circuits d'un récepteur de radio, d'un émetteur ou d'un téléviseur, en représentant les éléments dans leurs formes réelles, et parce que cela serait trop difficile à cause de leur complexité et parce qu'un tel procédé serait beaucoup trop long.

Pour obvier à ces inconvénients, on a établi des signes conventionnels. Chaque signe a sa signification et celle-ci ne peut être confondue avec une autre. Ces signes ont été choisis de manière à donner, le mieux possible, une idée de ce qu'ils représentent; ils sont adoptés universellement par tous les pays civilisés pour l'étude de la science de l'électronique et de ses innombrales applications.

Les dessins des schémas peuvent se faire de deux manières différentes, chacune ayant un but bien déterminé: les schémas fonctionnels, ou **blocs schématiques** et les **schémas électriques**.

Les premiers groupent, sous une représentation conventionnelle, les divers éléments formant un circuit et, dans le cas d'appareils complexes formés de plusieurs sections distinctes, celles-ci seront représentées fonctionnellement, c'est-à dire de telle sorte que l'on puisse en suivre le fonctionnement d'une manière progressive (voir figures 1 à 6 - leçon n.° 7).

Les seconds (les schémas électriques), complètent les premiers en donnant tous les détails nécessaires et en précisant le rôle et la valeur de chacun des éléments qui jouent un rôle au point de vue électronique, à l'exclusion de ceux qui sont purement mécaniques. En d'autres termes, dans les schémas électriques sont représentés tous les éléments parcourus par un courant, qu'il soit faible ou fort, et tous ceux soumis à une tension, tandis que sont omises les parties ayant une fonction purement mécanique.

Dans les schémas, on ne tient aucun compte de la place exacte que les différentes pièces occupent réellement dans l'appareil; par contre, elles sont dessinées de telle façon que le technicien puisse suivre le parcours des diverses connexions, comprendre le fonctionnement et le rôle assigné à chaque organe; s'il a la réalisation sous les yeux, le technicien pourra ainsi vérifier tous les circuits, dans le cas contraire, il pourra — simplement avec le schéma électrique — analyser l'appareil dans ses moindres détails.

Les conducteurs, cela se devine facilement, sont figurés par des traits continus dont l'épaisseur, dans certains cas, peut également avoir une signification; quelquefois, en effet, on trace un trait plus épais pour représenter la masse, c'est-à-dire le châssis de l'appareil, vers laquelle convergent beaucoup de connexions communes, négatives ou positives selon les cas.

Qu'une connexion d'un schéma soit dirigée vers le haut ou le bas, la droite ou la gauche ou dans telle autre direction cela n'a aucune signification pratique, étant bien entendu que si un courant doit passer dans un conducteur, il passera tout aussi bien, quelle que soit sa position; les connexions sont tracées de telle sorte que le dessin soit clair et sa lecture facile.

Deux connexions peuvent être soit reliées entre elles soit isolées l'une de l'autre, ce que l'on peut constater facilement en regardant un appareil quelconque. Toutefois, sur le dessin, il peut arriver qu'elles doivent se

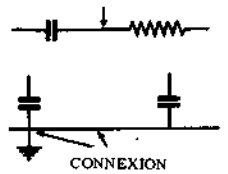


Fig. 1 - Représentation graphique des connexions électriques sur les schémas.

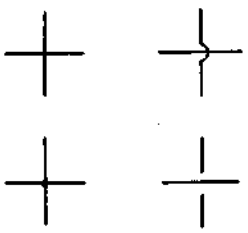


Fig. 2 - Représentation adoptée pour figurer un point de contact (à gauche) entre conducteurs et un croisement isolé (à droite).



Fig. 3 - Représentation graphique d'un interrupteur.



Fig. 4 - Exemple d'inverseur ou contacteur à deux directions.

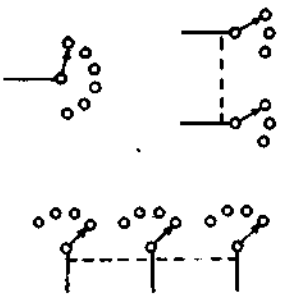


Fig. 5 - Contacteurs divers. Sont représentés respectivement: un contacteur à 1 circuit et 6 positions; 2 circuits et 3 positions; 3 circuits et 4 positions. Les lignes en pointillié indiquent une commande unique.

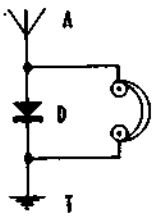


Fig. 6 - Antenne, détecteur et reproducteur sonore forment le plus simple des récepteurs de radio. La réception, dans cette condition, souffre d'un grave inconvénient: plusieurs émissions peuvent parvenir au reproducteur sonore en même temps.

croiser. La **figure 1** nous montre divers cas de conducteurs reliés entre eux ou isolés, et, en même temps, elle représente une connexion normale et une connexion dite « de masse ». Si deux conducteurs qui se croisent se coupent directement, cela signifie qu'ils sont reliés entre eux; si, par contre, dans le même schéma, deux conducteurs qui se croisent doivent être isolés l'un par rapport à l'autre, on dessinera, sur l'un d'eux, au point de croisement, un petit arc qui montre qu'un des deux fils passe au-dessus, ou à côté, de l'autre.

On peut également dessiner les connexions d'une manière légèrement différente: dans ce cas, lorsque deux fils se croisent sans qu'il y ait contact, on figure une intersection simple; s'il doit y avoir contact entre les deux fils, on indique un point à l'intersection (ce qui représente une soudure, par exemple) (**figure 2**).

La **figure 3** montre la représentation graphique d'un interrupteur et on notera qu'il est facile de voir que l'on peut ouvrir ou fermer le circuit en agissant sur le contact mobile, ainsi que nous l'avons expliqué dans nos leçons précédentes.

De même, un inverseur sera clairement représenté par la **figure 4**, où l'on peut remarquer que la flèche, qui indique le contact mobile, peut être mise en contact avec l'un ou l'autre des points auxquels aboutissent les deux lignes.

Ayant ainsi montré la représentation graphique d'un interrupteur ou d'un inverseur, il est facile de passer à celle du contacteur, simple ou multiple.

La **figure 5** donne les schémas de divers types de contacteurs, deux d'entre eux ayant plusieurs sections. Dans ce cas, la ligne en pointillé qui les unit, indique qu'elles sont commandées par un axe unique, ce qui veut dire que, si nous faisons tourner le rotor d'une section, les rotors des autres sections, étant solidaires, tournent également.

Toutes les pièces faisant partie d'un appareil électrique peuvent être ainsi représentées schématiquement. Ainsi, en représentant d'une manière schématique les pièces diverses et les connexions, nous obtiendrons un dessin complet (ou schéma électrique) de n'importe quel appareil électrique, schéma qui sera parfaitement clair et lisible pour un technicien. Nous apprendrons à reconnaître tous les organes par leur représentation graphique, au fur et à mesure que nous les rencontrerons au cours de l'étude de leur fonctionnement.

RECEPTEURS à CRISTAL

Le récepteur de radio le plus simple qui puisse se concevoir est constitué par une antenne, un détecteur et un organe reproducteur des sons (**figure 6**). Un tel appareil, quoique fonctionnant réellement, et démontrant ainsi le bien-fondé de la théorie, présente des inconvénients notables et des insuffisances graves. Il convient donc de l'améliorer, c'est-à-dire de remédier à ses défauts intrinsèques, en y introduisant divers perfectionnements. Examinons, tout d'abord, quels sont ses défauts.

Le détecteur à cristal est un dispositif extrêmement simple mais qui n'offre aucune possibilité d'amplification par lui-même; d'où la nécessité de recueillir un signal aussi puissant que possible par l'antenne. Nous savons que l'antenne est un circuit résonnant sur une fréquence donnée (sa *fréquence propre*, qui dépend de ses caractéristiques électriques); nous savons que le meilleur rendement d'un circuit oscillant s'obtient sur sa fréquence de résonance et, qu'enfin, les caractéristiques électriques d'une antenne peuvent être modifiées en ajoutant une inductance ou un condensateur.

De tout cela il est facile de déduire que, si la fréquence de l'émetteur à recevoir ne correspond pas à la fréquence de résonance propre de l'antenne — ce qui est le cas le plus souvent — il faudra modifier cette fréquence propre pour la faire coïncider avec celle à recevoir. Une telle opération s'appelle « syntonisation » ou « accord ».

En pratique, pour accorder une antenne on utilise une inductance et un condensateur et le schéma du récepteur de la figure 6 devient celui de la **figure 7**. Le condensateur, étant de valeur variable, permet de faire

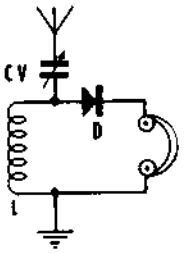


Fig. 7 - En ajoutant une inductance (L) et un condensateur variable (CV), on augmente le rendement sur une fréquence donnée, ce qui diminue l'inconvénient auquel nous avons fait allusion dans la figure 6.

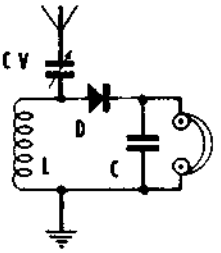


Fig. 8 - En ajoutant au schéma de la figure précédente le condensateur « C » on évite que la Haute Fréquence résiduelle, après la détection, passe dans le casque et donne lieu à quelques inconvénients.

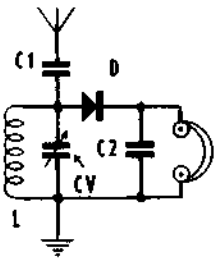


Fig. 9 - L'accord sur la fréquence désirée peut être réalisé dans de meilleures conditions par le circuit « L-CV » couplé à l'antenne par « C1 ». Deux émetteurs captés ont une longueur d'onde proche; la réception est encore mêlée cependant.

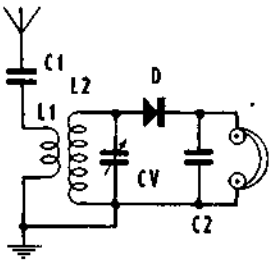


Fig. 10 - En adoptant 2 circuits oscillants couplés entre eux (transformateur Haute Fréquence) on augmente la sélectivité, en d'autres termes, on peut mieux séparer des émissions proches comme longueur d'onde.

varier la fréquence dans une certaine gamme: on pourrait évidemment, faire varier également l'inductance, ou seulement celle-ci mais il s'est révélé plus pratique d'agir sur le condensateur.

Si, ayant réalisé un récepteur suivant le schéma de la figure 6, et nous trouvant placés dans de bonnes conditions à proximité d'un émetteur, nous pouvons parvenir à entendre des signaux, nous constaterons, en réalisant celui de la figure 7 que, pour une certaine valeur du condensateur (qui dépendra de la fréquence sur laquelle nous voulons nous accorder), l'intensité sonore augmentera notablement. Il en sera de même pour le rayon dans lequel l'écoute pourra se faire, c'est-à-dire que le second récepteur permettra une écoute en des lieux où le premier était inopérant.

Le lecteur se rappellera qu'au cours de l'exposé schématique du principe de la détection (voir page 53) il a été dit qu'il est nécessaire d'éliminer la Haute Fréquence résiduelle à la sortie de la diode (représentée par le cristal). Pour cela nous en favoriserons la déviation au moyen d'un condensateur (C de la **figure 8**) qui est un bon conducteur pour la H. F. et l'empêchera de passer dans le reproducteur: nous aurons ainsi introduit un nouveau perfectionnement parce que la présence de la Haute Fréquence n'est pas nécessaire au fonctionnement du reproducteur, mais présente par contre des inconvénients graves ou, tout au moins, désagréables.

L'appareil construit selon le schéma de la figure 8 présente, néanmoins, d'autres défauts: le principal consiste dans son aptitude à recevoir non seulement la station désirée, mais encore d'autres stations voisines de longueurs d'ondes différentes. On dit, dans ce cas, que l'appareil n'est pas **sélectif**: cela veut dire qu'il ne peut séparer, sélectionner, la station désirée des autres, bien que l'antenne ait été accordée.

Ce phénomène se produit du fait que, s'il est exact qu'un circuit résonnant a un rendement maximum sur sa fréquence propre, il ne présente pas un obstacle majeur pour les fréquences voisines de telle sorte qu'un signal d'un autre émetteur peut parvenir jusqu'au détecteur, brouillant ainsi la réception désirée. Un accord ou syntonisation présentant ce défaut est la conséquence d'une résonance dite « large » ou « floue » à l'opposé d'une résonance se produisant sur une seule fréquence bien déterminée (ou presque) dite « étroite » ou « pointue ».

Le schéma de la **figure 8** peut être transformé en celui de la **figure 9**. Dans celui-ci on trouve un accord d'antenne approximatif, obtenu par l'emploi d'un condensateur fixe *C1*, placé entre l'antenne et le récepteur. L'accord proprement dit, c'est-à-dire celui permettant de choisir la station, se fait par le condensateur variable *CV* qui est branché aux bornes de la bobine *L*. Dans l'ensemble, ce récepteur constitue un perfectionnement sensible sur ceux des schémas précédents et — pour une région donnée et des émetteurs déterminés — peut être considéré comme étant plus sélectif. Toutefois, si nous nous trouvons en présence de deux émetteurs puissants, la séparation sera toujours problématique.

Si un circuit accordé permet de sélectionner une fréquence, — même d'une manière insuffisante, comme nous venons de le voir — deux circuits du même genre placés l'un à la suite de l'autre, pourront fournir une meilleure sélection. En d'autres termes, nous augmenterons la sélectivité. Nous pouvons mettre cette idée en pratique dans notre récepteur de la **figure 9** et parviendrons, ainsi, au schéma de la **figure 10**, qui sera, sans aucun doute plus sélectif que le précédent. En examinant plus attentivement ce schéma, nous constatons que *C1* - *L1* forment un circuit oscillant et *CV* - *L2* l'autre.

Si nous nous rappelons ce que nous avons exposé pages 54 et 55 à propos de l'inductance, nous comprenons facilement comment, en rapprochant *L1* et *L2*, nous pourrons obtenir un couplage — par leurs champs magnétiques — par lequel l'énergie présente dans *L1* (provenant de l'antenne) pourra être transférée à *L2* (avec quelques pertes, il est vrai). Nous aurons, ainsi, réalisé un transformateur Haute Fréquence: *L1*, dans ce cas, étant le primaire et *L2* le secondaire.

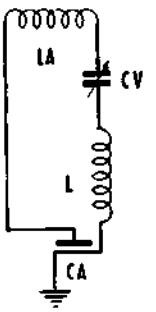


Fig. 11 - En représentant par « LA » et « CA » l'inductance et la capacité propre de l'antenne, on constate que même le circuit dit « ouvert » est un circuit oscillant fermé en réalité. La capacité « CA » est vers la « terre ».

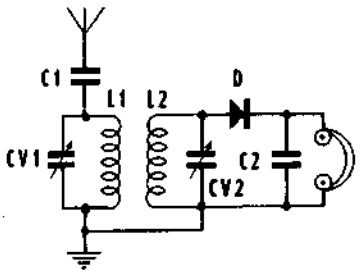


Fig. 12 - Si l'on accorde également le circuit primaire du transformateur Haute Fréquence par un condensateur variable (CV1) on obtient une sensibilité et une sélectivité plus grande. Le schéma de cette figure représente en réalité un récepteur complet.

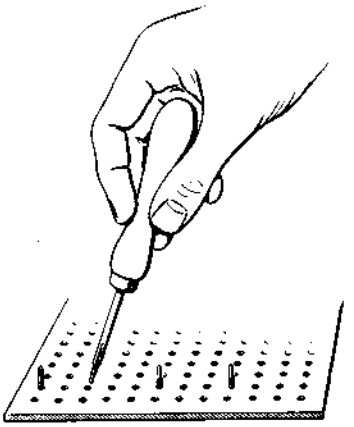


Fig. 12 bis - Les montages provisoires tel que les récepteurs à cristal, sont souvent réalisés sur des plaquettes isolantes, où on fixe les composants en exploitant les petits trous faits exprès sur la plaquette.

Nous savons déjà qu'un circuit oscillant se compose d'une inductance et d'une capacité reliées l'une à l'autre. Ces deux éléments peuvent être reliés l'un à la suite de l'autre (montage en série), comme dans les figures 7 et 8 (*CV - L*), 9 et 10 (*C1 - L* et *C1 - L1*) ou l'un aux bornes de l'autre (montage parallèle), comme dans la figure 9 (*L - CV*) et 10 (*L2 - CV*). Dans le premier cas on a un circuit oscillant série (circuit oscillant ouvert), dans le second cas un circuit oscillant parallèle (circuit oscillant fermé).

Bien que les circuits oscillants *CV - L* des schémas des figures 7 et 8 (et tous les autres cités comme tels), soient dits « ouverts », il faut préciser que cette appellation ne concerne que le circuit oscillant lui-même pris individuellement, et non le schéma tout entier. En fait, nous savons que l'antenne présente une inductance propre et une capacité par rapport à la terre et nous pouvons représenter cette inductance et cette capacité comme dans la **figure 11**. Nous voyons, alors, que même dans le cas d'un circuit dit «ouvert », nous avons, en réalité, un circuit oscillant fermé.

Il peut arriver — et cela arrive fréquemment — que même le circuit de la figure 10 ne donne pas une sélectivité suffisante: on pourrait, alors, intercaler un troisième circuit oscillant, mais cela est très rarement possible. En fait, étant donné que nous n'avons aucune amplification et que chaque transformateur provoque des pertes, l'énergie disponible initialement se trouverait par trop réduite. On préfère, dans ce cas, recourir à un autre arrangement pour augmenter la sélectivité: il consiste à accorder tant le primaire que le secondaire du transformateur Haute Fréquence *L1 - L2*.

Le schéma devient alors celui de la **figure 12**, dans lequel, par l'adjonction de *CV1* au primaire (par rapport au schéma de la figure 10) on obtient une sélectivité bien plus grande.

On peut également agir sur la sélectivité en modifiant le degré de couplage entre *L1* et *L2* (en les rapprochant ou en les éloignant).

La bobine *L2* reçoit, par l'intermédiaire du champ magnétique, l'énergie H.F. de *L1*; il est évident que plus le couplage sera serré — bobines plus rapprochées — plus grand sera le transfert. Au contraire, en augmentant la distance entre *L1* et *L2*, le signal, dans *L2*, sera plus faible: si les deux bobines sont éloignées jusqu'au point où le signal interférant ne peut plus atteindre *L2*, tandis que le signal désiré (sur lequel les circuits oscillants sont accordés) est encore audible, étant donné sa puissance plus grande, on aura ainsi obtenu la discrimination désirée et nous aurons augmenté la sélectivité. Naturellement cela sera obtenu au détriment du rendement qui sera plus faible.

Dans les schémas de récepteurs à cristal nous pourrons introduire un certain nombre de variantes pouvant nous permettre une meilleure utilisation de la faible énergie disponible, mais, en définitive, nous ne pouvons guère nous écarter des schémas types. C'est pourquoi, nous nous limiterons à la description de deux modèles dans lesquels se trouvent résumées les diverses solutions proposées par les ingénieurs pour obtenir le rendement maximum.

Il convient toutefois de signaler que, en l'état actuel de la technique, le récepteur à cristal seul ne peut plus se justifier, puisqu'il est possible, à peu de frais, de le compléter au moyen de circuits amplificateurs permettant de réaliser un appareil nettement plus pratique. Le lecteur qui s'apprête à construire un récepteur à cristal peut être assuré que, dans une prochaine leçon — quand il se sera suffisamment familiarisé avec le montage et le fonctionnement de son appareil - nous donnerons une description complète et détaillée des solutions possibles pouvant compléter efficacement sa réalisation actuelle. Ceci dit, nous pouvons affirmer que si l'on veut parvenir graduellement à une connaissance parfaite du sujet — ce qui est fortement conseillé — il est bon de commencer par la réalisation de ces montages simples qui permettront de se faire la main et procureront la satisfaction d'avoir construit, pour la première fois, un appareil électronique complet, malgré sa simplicité apparente, et capable de reproduire les voix et les sons émis à distance.

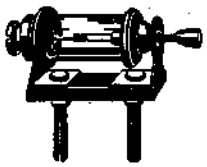


Fig. 13 - Système de détecteur à cristal. Utilisé rarement de nos jours, il est remplacé par une diode à contact fixe.



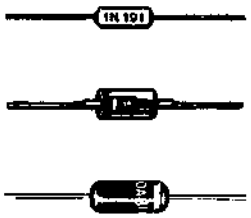


Fig. 14 - Divers types de diodes détectrices pour H.F. Sur leur corps, un point ou une flèche indique le côté ou l'électrode positive.

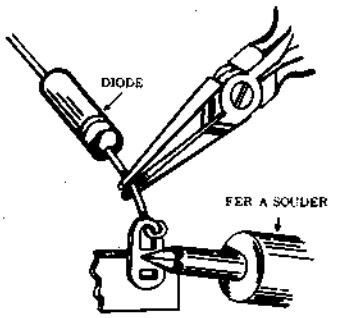


Fig. 15 - Pour souder une diode, il convient d'employer une pince qui, en absorbant la chaleur transmise par le fil conducteur, évite la détérioration du cristal. C'est bien en tous cas, d'effectuer l'opération de soudure le plus vite possible et de laisser un morceau de quelques centimètres du fil de la diode.

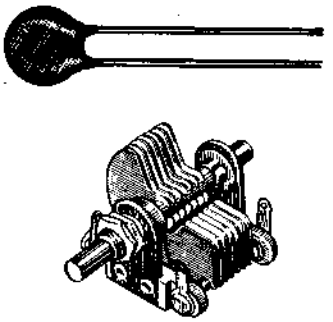


Fig. 16 - Voici un condensateur fixe à diélectrique céramique (en haut) et un condensateur variable à diélectrique air: ce dernier se prête à la réception des ondes courtes, ayant une capacité relativement réduite.

Le CHOIX du MATERIEL

Le détecteur

Nous avons parlé, jusqu'ici, de récepteurs « à cristal », mais il convient de préciser que le cristal, du moins tel qu'on l'entendait il y a quelques années, n'est plus employé de nos jours.

Le cristal (cristal de galène, c'est-à-dire de sulfure de plomb) a été un des premiers « détecteurs » des ondes électromagnétiques. En appuyant sur un point de la surface du cristal une électrode en forme de petit ressort ou « chercheur », on constate qu'entre le cristal et l'électrode, le courant Haute Fréquence ne passe que dans un seul sens: ceci constitue le phénomène du redressement.

Le peu de stabilité du contact, l'oxydation et autres facteurs font que ce système (illustré **figure 13**) s'est toujours révélé peu pratique à l'usage.

Il a été remplacé, ces dernières années, par un dispositif plus stable — constitué par un semiconducteur (germanium ou silicium) — qui prend le nom plus courant de diode au germanium ou diode au silicium. De telles diodes, dont il existe plusieurs types différents (**figure 14**), se présentent sous la forme d'une petite ampoule de verre ou de matière plastique, contenant le semiconducteur et la pointe de contact, de laquelle sortent deux fils métalliques pour les connexions. Les diodes actuelles diffèrent peu dans leur principe et leur structure, de la galène d'antan, mais elles présentent, sur elle, de nombreux avantages (durée, stabilité...).

Disons dès maintenant — c'est un conseil pratique — que l'on ne doit faire aucune soudure sur les fils de la diode à moins de 15 mm du corps et que les soudures doivent être exécutées rapidement et en interposant les becs d'une pince entre la diode et le point à souder (voir **figure 15**). La diode est ainsi fermement tenue en place et la chaleur produite par le fer à souder est dissipée par le corps de la pince avant d'atteindre le cristal, ce qui serait très dangereux pour lui.

Le choix d'une diode destinée à être utilisée dans la construction des récepteurs simples que nous allons décrire, ne pose aucun problème particulier: il suffit de s'assurer que cette diode est bien du type prévu pour la détection Haute Fréquence.

Les condensateurs

Les condensateurs sont très largement utilisés dans les récepteurs de radio. Nous y rencontrons des types dont la valeur est variable et d'autres, plus nombreux, dont la valeur est fixe. On rencontre, en outre, des condensateurs qui se différencient entre eux par la nature de leur diélectrique (qui est constitué par l'isolant placé entre les armatures): ce diélectrique peut être l'air, le mica, le papier, une matière plastique, la céramique, un oxyde (**figure 16**). Certains de ces types ont déjà été illustrés dans les figures 22 et 23 de la leçon précédente. Nous avons également vu succinctement, leur principe de fonctionnement; nous nous limiterons, ici, à donner seulement quelques aperçus de caractère pratique.

En ce qui concerne les condensateurs dont la valeur est variable — communément appelés « condensateurs variables » — nous pouvons affirmer que les meilleurs sont ceux dont le diélectrique est l'air. Il sera donc préférable, dès le premier achat, de donner la préférence à ce type qui est non seulement susceptible de donner le meilleur rendement, mais qui, en outre, pourra être utilisé pratiquement dans tous les circuits, tandis que d'autres modèles (à diélectrique mica, par exemple) quoique moins chers, et moins volumineux seraient presque toujours inutilisables dans les appareils que nous décrirons par la suite.

Les valeurs des éléments sont toujours indiquées sur les schémas eux-mêmes ou dans un tableau joint. Ainsi, pour les condensateurs, nous trouverons des valeurs exprimées en microfarad ou micro-microfarad ou, encore, en picofarad. Il s'agit là d'unités de mesure de capacité dont nous apprendrons à connaître la valeur, et nous verrons en détail — dans une leçon spéciale — tout ce qui se rapporte aux condensateurs, leur théorie et leur construction. Pour le moment nous pouvons nous contenter, lors de l'achat, d'indiquer la valeur et le

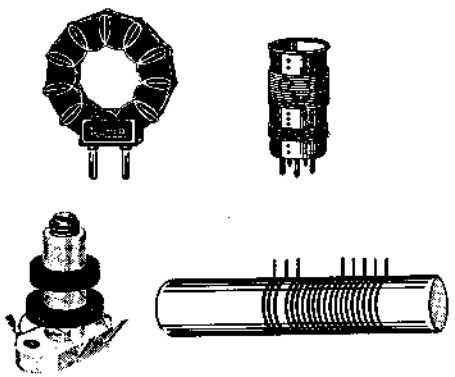


Fig. 17 - Des bobines peuvent avoir des formes variées. En haut, deux types peu utilisés de nos jours et en bas, un modèle à noyau réglable et un autre à noyau fixe. Le noyau permet d'obtenir des dimensions plus réduites.

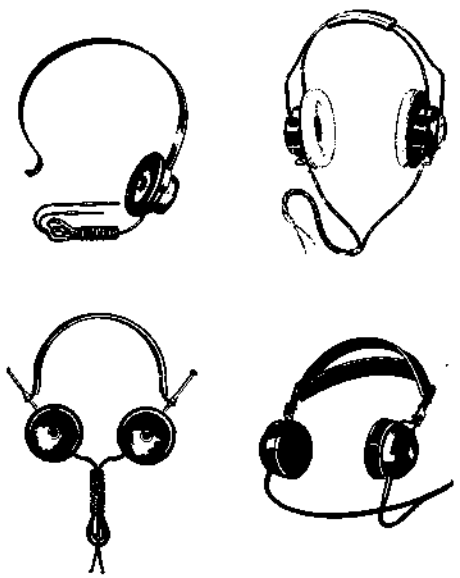


Fig. 18 - Divers modèles de casques. Ils peuvent être également mono-auriculaires pour permettre à l'opérateur d'entendre les sons et bruits ambiants. Ils peuvent être magnétiques, dynamiques, piézo-électriques: nous en verrons plus tard la différence.

type de diélectrique désirés.

Pour faire varier la valeur de la capacité d'un condensateur variable, on fait tourner l'axe de commande sur lequel est fixé une série de lames (ou armatures). Puisqu'en faisant varier la capacité on fait varier la fréquence d'un circuit donné (circuit accordé), il convient de monter, sur l'axe du condensateur, un bouton à flèche ou un cadran gradué de telle sorte qu'il sera possible de retrouver facilement, chaque fois qu'on le désire, la position donnant un accord déterminé. Ceci est particulièrement utile en cas de commandes multiples.

On trouve dans le commerce de nombreux modèles de boutons et cadrans gradués: ils sont tous percés, en leur centre, d'un trou d'un diamètre standard (6 mm) qui est celui de l'axe de commande des condensateurs variables. La fixation se fait au moyen d'une ou de deux vis latérales. Dans de nombreux cas, l'axe du condensateur sera trop long; il pourra être facilement coupé au moyen d'une scie à métaux. Toutefois, comme, dans notre cas, les premiers récepteurs réalisés seront des montages purement expérimentaux et, comme tels, destinés à être démontés par la suite pour récupérer le matériel, il sera opportun de sacrifier quelque peu l'esthétique et de laisser dépasser l'axe, sans le couper. Une autre solution facile est possible; elle consiste — ainsi que nous le verrons sur les dessins d'exécution — à fixer le condensateur, au moyen d'une équerre — à une certaine distance du panneau avant, de telle sorte que l'axe ne dépasse que de la longuur nécessaire à la fixation du bouton.

Les principes devant nous guider lors du choix d'un condensateur sont les suivants. Pour les condensateurs fixes: diélectrique mica ou céramique pour ceux destinés aux circuits parcourus par la Haute Fréquence (circuits d'accord, etc...); diélectrique papier ou plastique pour ceux utilisés en Basse Fréquence. Pour les condensateurs variables: diélectrique air, montage sur roulement à billes, et isolement céramique (pour les pièces soutenant et séparant la partie fixe et la partie mobile).

Les bobines

La bobine constituant l'inductance d'un circuit accordé est la seule pièce pouvant être construite par l'amateur. Nous donnerons, pour cela, toutes les indications nécessaires pour leur construction; ce qui n'empêche pas que, dans les cas les plus fréquents — c'est-à-dire quand les bobines ne comportent pas de prises ou d'enroulements spéciaux — il soit préférable de les acheter toutes faites. On disposera ainsi de types comportant un noyau réglable, en matériau spécial ferromagnétique (**figure 17**); le rendement est meilleur qu'avec bobinage sur air et l'encombrement moins grand, avec tous les avantages en découlant.

En raison des particularités propres aux deux schémas que nous décrirons, il n'existe pas dans le commerce de bobines convenables, et force est de les réaliser soi-même. Nous emploierons un support en tube de carton bakélisé, du fil de cuivre isolé par deux couches de coton ou de soie et, pendant le bobinage nous ferons en sorte que les spires adhèrent fortement au mandrin et ne puissent se déplacer par la suite. Près du début et de la fin de l'enroulement, on placera deux cosses fixées sur le support en carton, sur lesquelles le fil sera soudé et qui serviront également à connecter la bobine aux autres éléments du circuit.

L'amateur de radio pourra, s'il le désire, construire même le type de bobine à noyau magnétique qui lui permettra d'obtenir — sans difficulté aucune — un rendement plus élevé. La seule difficulté consiste à repérer des supports convenables, prévus pour recevoir à l'intérieur le noyau et pour contenir sur leur longueur tout l'enroulement qui dans ce cas ne peut être effectué qu'avec des spires serrées.

Les supports isolants qui existent sont presque toujours trop courts, étant donné qu'ils sont prévus pour l'usage des industries, lesquelles adoptent la bobine à « nid d'abeille » (comme celle de la figure 17). Quand on a le noyau (type pour antenne) dont le diamètre peut être même de 7 ou 8 mm, il faut en couper un morceau de 5 ou 6 cm de longueur et enrouler sur celui-ci deux ou trois couches de carton. Ces couches

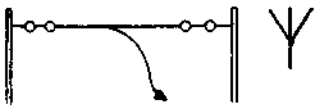


Fig. 19 - Antenne idéale et son symbole schématique à côté. Le fil qui, partant de l'antenne, arrive jusqu'au récepteur est appelé « descente d'antenne ».

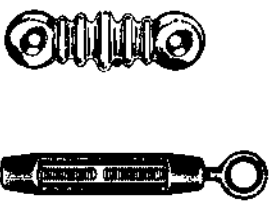


Fig. 20 bis - Isolateur typique en verre (Pyrex) et tendeur réglable utilisé pour tendre convenablement le fil dans le cas d'une antenne longue.

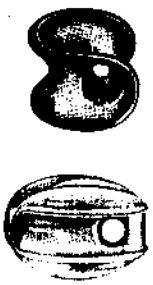


Fig. 20 - Isolateurs pour antenne extérieure. Ils sont en céramique ou en verre.

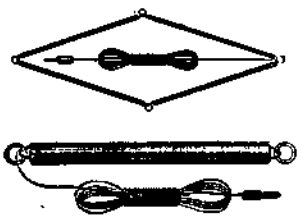


Fig. 21 - Antennes intérieures de commerce. En haut, antenne en losange qui peut être tendue sur le périmètre d'une chambre. En bas, antenne rectiligne.

collées l'une à l'autre formeront le support dans lequel on introduira le noyau. Ce dernier sera fixé au support avec du papier collant.

Sur toute la longueur du carton on enroulera les spires de fil. Le noyau ne sera pas réglable, mais pour ce genre de construction, ceci ne présente pas un gros inconvénient.

Le reproducteur de sons

Nous avons pratiquement passé en revue, jusqu'ici, toutes les pièces faisant partie de notre petit récepteur. Il nous reste à voir le reproducteur de sons, c'est-à-dire le casque (**figure 18**). Il convient que sa résistance interne soit de valeur élevée: en général elle est de 2.000 ohms pour chacun des écouteurs et elle est indiquée sur le boîtier. Dans le cas où l'on possèderait déjà un casque, il conviendrait d'en vérifier la résistance. Les deux pavillons se dévissent pour permettre d'accéder à la membrane qui est normalement placée entre de minces rondelles. Il est indispensable de prendre soin de ces rondelles et de les replacer dans leur position exacte lorsque le casque sera fermé à nouveau car elles déterminent la distance entre la membrane métallique et l'aimant (ou pour mieux dire, les pièces polaires) et la sensibilité, ainsi que la qualité de la reproduction dépendent de cet espacement. Cette distance devra être aussi faible que possible tout en évitant de la réduire jusqu'au point où un signal puissant provoquerait le collage permanent de la membrane à l'aimant.

Une fois l'écouteur ouvert, il faut vérifier (en se servant de la membrane elle-même) si l'aimant exerce bien la force d'attraction requise: plus grande est cette force, meilleur sera le rendement. Dans le cas contraire, l'écouteur est « désaimanté » et alors, si on veut l'utiliser, il convient de le confier à un laboratoire spécialisé pour le faire réaimanter. En supposant que l'aimant soit en bon état, nous vérifierons ensuite les enroulements et le cordon de liaison pour nous assurer qu'ils ne sont pas coupés et qu'il n'y a pas de mauvais contacts. Pour cela, il suffit de disposer d'une simple pile de lampe de poche, même usagée. En faisant toucher les pôles de la pile aux extrémités du cordon, on devra entendre, à chaque contact, le claquement caractéristique de la membrane qui se colle sur l'aimant. Ce bruit sera faible si la pile est déchargée, il sera fort dans le cas contraire. Le casque est, d'ordinaire, un organe de sensibilité élevée et on peut s'en rendre compte simplement en reliant une des extrémités du cordon à une prise de terre (un tuyau d'eau, par exemple), en touchant d'une main l'autre extrémité et en approchant l'autre main d'une ligne électrique isolée (réseau lumière) on entendra un ronflement caractéristique dénotant le passage du courant.

L'antenne

Pour recevoir les émissions avec un récepteur à cristal — tenant compte, avant toute autre chose, de la faible puissance disponible — il est, évidemment, nécessaire de disposer d'un moyen efficace pour recueillir un maximum d'énergie à Haute Fréquence: c'est, nous l'avons vu, l'antenne (**figure 19**).

L'antenne idéale est formée d'un conducteur de quelques dizaines de mètres de longueur, tendu entre deux points très élevés, si possible au faîte de la maison. On branche à ce fil un conducteur descendant jusqu'à l'appareil récepteur, c'est la **descente d'antenne.** L'antenne est constituée par un fil nu, isolé des supports par l'interposition d'isolateurs spéciaux (**figure 20**), tandis que la descente est généralement, en fil recouvert d'un isolant que l'on fait passer, au moyen d'un isolateur spécial, à travers un mur, une fenêtre, etc...

L'antenne, telle que nous venons de la décrire, était d'usage courant il y a quelques années. Actuellement on en voit très peu car, nous l'avons vu plus haut, les récepteurs modernes ont une sensibilité suffisante, leur permettant de recevoir correctement des signaux de faible intensité.

Dans notre cas particulier (récepteur à cristal), une antenne de ce genre serait indispensable pour obtenir de meilleurs résultats. Toutefois, on peut se demander

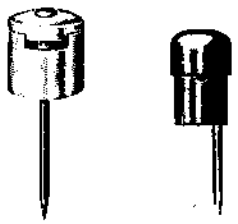


Fig. 21 bis - Clous isolateurs très utiles pour attacher le fil d'une antenne intérieure ou la descente d'antenne.



Fig. 22 - Prise de terre classique en ce qui concerne les possibilités présentes à la maison. A côté, le symbole schématique.

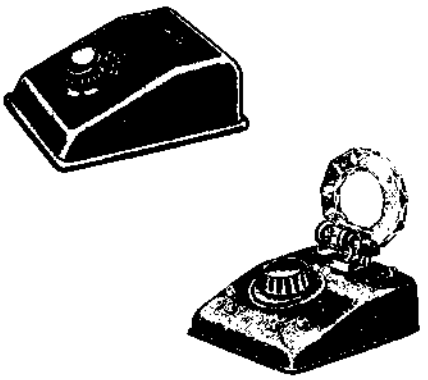


Fig. 23 - Deux coffrets en bakélite d'anciens types classiques pour récepteurs à cristal. Ils sont pourvus de trous pour la fixation des divers organes au moyen de douilles (comme on le voit à droite); dans cette figure on observera l'emploi d'une bobine en nid d'abeilles.

s'il vaut la peine de réaliser une telle installation destinée, somme toute, à un récepteur provisoire, d'autant que la réalisation d'un tel aérien n'est pas très facile, spécialement dans les villes. Il faudra donc se contenter d'une antenne moins efficace: **l'antenne intérieure**.

On peut trouver, dans le commerce, de telles antennes toutes prêtes (**figure 21**) destinées à être tendues le long des murs d'une pièce; un simple fil de cuivre isolé d'un diamètre d'un millimètre environ, fera tout aussi bien l'affaire, dans notre cas. Il sera tendu près du plafond à une distance minimum de 15 centimètres des murs et sera soutenu par des isolateurs.

On formera une grande spire autour de la salle et le fil, en un point donné, sera dirigé vers le bas et relié à l'appareil par une fiche banane branchée à la prise d'antenne.

Si l'on veut éviter de faire une telle installation, on pourra utiliser en guise d'antenne les canalisations du chauffage central, celle du gaz ou, mieux encore, celles de l'eau (**figure 22**). Ce ne sont pas des antennes, à proprement parler, mais des **prises de terre**; toutefois étant donné qu'elles véhiculent des courant H.F., elles peuvent servir à capter les émissions si on les relie à l'entrée d'un récepteur. Le résultat sera, dans tous les cas, en rapport avec la distance à laquelle se trouve l'émetteur et dépendra de nombreux autres facteurs qui conditionnent les possibilités de réception sur des appareils à cristal. Nous conseillons d'essayer ces diverses solutions, de manière à pouvoir déterminer celle qui se révèlera la meilleure.

PRINCIPES GENERAUX de REALISATION

En fait, on ne peut pas dire qu'il existe des normes de construction à suivre scrupuleusement lors de la réalisation de récepteurs à cristal. Le petit nombre des pièces détachées et des connexions nécessaires font que le matériel peut être disposé de façons très diverses. Toutefois, indiquons, dès à présent, un principe qu'il convient d'avoir toujours présent à l'esprit, car il est d'une importance capitale — spécialement dans le cas de montages assez complexes — : toutes les connexions parcourues par un courant à Haute Fréquence, particulièrement celles concernant les circuits oscillants, doivent être aussi courtes que possible.

Pour respecter cette règle, il est évident que l'on cherchera toujours à placer les bobines et les condensateurs variables à proximité immédiate les uns des autres et l'on fera suivre le chemin le plus court aux conducteurs les reliant.

Le montage des récepteurs à cristal se fait très souvent sur panneau, en coffret (**figure 23**) ou sur une plaquette de matière isolante; ils diffèrent en cela des appareils à lampes qui exigent, presque toujours, un châssis métallique. Dans ce dernier cas, en effet, le récepteur comporte beaucoup d'éléments nécessitant de nombreuses connexions, dont une partie à une de ses extrémités directement reliée au châssis métallique (ce sont les **connexions de masse**). Dans les appareils très simples que nous décrirons, il existera aussi, naturellement, de telles connexions, mais elles seront alors réunies en un conducteur commun, au lieu de l'être au châssis.

Dans tous les montages en général, il convient, avant toute chose, de rassembler tout le matériel avant de commencer toute autre opération. Cette précaution permet de vérifier, d'une manière sommaire mais très utile, la possibilité de placer toutes les pièces dans l'espace prévu, spécialement dans le cas où le montage doit se faire dans un coffret existant, et permet également de faire un inventaire pour s'assurer que l'on a à sa disposition tout ce qui est nécessaire (**figure 24 et 25**).

Les éléments sont ensuite fixés aux emplacements reconnus les meilleurs en commençant par les pièces principales ou celles de grandes dimensions. On pourra après cela, commencer le câblage.

Il existe divers modèles de conducteurs (ou fils de câblage) spécialement étudiés pour le câblage des appareils électroniques (**figure 26**). Deux types principaux sont universellement utilisés: l'un, du type « push-back » est formé d'un fil de cuivre étamé recouvert d'une enveloppe isolante en coton paraffiné de couleur; cet isolant peut être facilement repoussé pour décou-



Fig. 24 - Aspects de boutons et de poignées des plus employés en radio. On les fixe sur l'arbre qui commande le composant à régler (condensateur variable, potentiomètre, etc.)

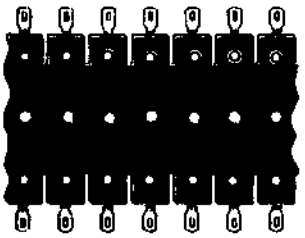


Fig. 25 - Dans certains montages (appareils de mesure, appareils professionels etc.) on a recours à un support isolant pour y monter presque tous les petits composants.

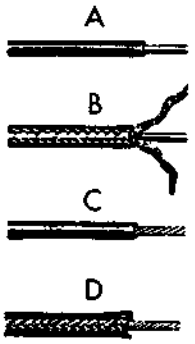


Fig. 26 - Fils à connexion. Ils peuvent être à conducteur unique (A) ou à plusieurs conducteurs souples torsadés (C); parfois, l'isolant est recouvert d'une tresse métallique (fil blindé) comme en B et D.

vrir le fil et permettre la soudure. Un deuxième type est formé d'un fil de cuivre étamé recouvert d'une mince gaine en matière plastique colorée; le fil peut être dénudé aux endroits voulus au moyen d'une pince coupante ou, mieux d'une pince spéciale à dénuder (voir page 12).

Les connexions peuvent également être exécutées d'une autre manière — peu utilisée dans la construction des récepteurs de radio, mais employée parfois dans les appareils de mesure ou à usage professionnel — le conducteur est un fil de cuivre étamé, rigide, que l'on place à l'intérieur d'une gaine isolante de diamètre légèrement supérieur qui recouvre entièrement le conducteur jusqu'aux points de soudure: cette gaine isolante est appelée « souplisso »; elle existe en diverses couleurs.

Il est superflu de rappeler ici l'importance des soudures, nous en avons longuement parlé dans notre deuxième leçon.

A tous ceux qui commenceront la construction d'un récepteur, nous donnerons quelques conseils très simples qui sont le fruit d'une expérience éprouvée. Il est recommandé de suivre un ordre déterminé lors de l'exécution des connexions: il est bon, en effet, de commencer par celles figurant en premier lieu sur le schéma, c'est-à-dire, dans l'ordre: *le circuit d'antenne — le circuit oscillant — le détecteur — la Basse Fréquence*. En d'autres termes, faire comme si nous suivions, pendant le montage, les diverses parties fonctionnelles de l'appareil.

Il est indispensable de placer le schéma électrique sous les yeux et il sera très utile (tout au moins au début) de marquer d'une croix les connexions au fur et à mesure de leur exécution. Ceci évitera d'oublier de réunir certaines pièces entre elles et permettra une vérification facile du câblage puisque, une fois terminé, tous les traits du schéma devront être marqués.

Il est difficile, à priori, de suggérer un choix entre les deux appareils que nous allons décrire. Sans nul doute, le second est plus complet et, certainement, plus compliqué: on devra sûrement le préférer dans le cas où une plus grande sélectivité est nécessaire. Le coût de la construction sera plus élevé étant donné le plus grand nombre d'éléments nécessaires, mais nous ne croyons pas que cela puisse constituer un obstacle grave, puisque presque tout le matériel pourra être utilisé par la suite. Il est évidemment possible de réaliser les deux montages successivement, en commençant par le plus simple.

Ces deux appareils devront fonctionner immédiatement, dès la dernière connexion mise en place: il suffira de tourner le condensateur variable pour chercher l'émetteur. En cas de non fonctionnement, il faudra contrôler, une à une, les diverses connexions et, si elles sont correctes, il faudra s'assurer du bon fonctionnement de chacun des éléments du circuit, en les remplaçant par d'autres, au besoin.

L'appareil fonctionnant normalement, on pourra lui apporter de petites retouches qui permettront d'obtenir un meilleur rendement. Il s'agira, en général, de modifier soit sa sélectivité, soit sa sensibilité pour recevoir dans de meilleures conditions une station déterminée par rapport aux autres. On pourra agir, avant tout, sur le circuit antenne-terre, en expérimentant, selon leur rendement, diverses antennes, avec ou sans « prise de terre » qui, rappelons-le, peut parfois servir également d'antenne.

Nous déconseillons formellement de se servir du réseau électrique en guise d'antenne, par le moyen bien connu qui consiste à relier la prise d'antenne du récepteur à un fil de l'installation électrique au moyen d'un condensateur. C'est une pratique dangereuse car, en cas de claquage du condensateur, la tension du réseau peut se trouver appliquée à l'appareil et provoquer l'électrocution de l'opérateur.

Rappelons enfin que, sauf pour ce qui a été dit concernant les diverses sortes d'antennes, on ne peut espérer dépasser certains résultats (bonne audition au casque) avec ces récepteurs qui n'apportent aucune amplification du signal. Ces résultats pourront être améliorés par étapes successives en ajoutant des dispositifs amplificateurs de construction facile. Ce sera l'objet d'une autre leçon, lorsque nous aurons expliqué d'une manière précise le principe de leur fonctionnement.

Leçon n 9

SYMBOLES SCHEMATIQUES

 = Condensateur fixe

 = Condensateur variable

 = Condensateur variable

 = Condensateur variable avec un autre de faible capacité (ajustable) en parallèle

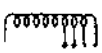
 = Condensateur variable double avec commande unique (dit en ligne)

 = Noyau fixe

 = Noyau réglable

 = Noyau réglable

 = Noyau réglable

 = Bobine à prises multiples

 = Bobine à inductance variable

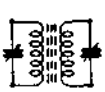
 = Bobine avec noyau fixe

 = Bobine à noyau réglable

 = Bobines pour H. F., couplage par induction

 = Bobines couplées pour H. F., avec secondaire accordé

 = Bobines couplées pour H. F., avec primaire et secondaire accordés

 = Bobines pour H. F. avec noyau, accouplées et accordées

 = Microphone

 = Haut-Parleur

 = Haut-Parleur

 = Haut-Parleur

 = Casque téléphonique bi-auriculaire

 = Redresseur (détecteur) à cristal, diode)

QUESTIONS sur les LEÇONS N^{os} 7 et 8

N. 1 —
Qu'entend-on par « interférence » ?

N. 2 —
Combien y a-t-il de sections dans un émetteur complet?

N. 3 —
Qu'entend-on par « étage » ?

N. 4 —
Quelle est, en réception, la fonction correspondant à la modulation?

N. 5 —
Que désigne-t-on par « bobine » ? Quel est son rôle ?

N. 6 —
Quel effet produit un noyau magnétique lorsqu'on l'introduit dans une bobine?

N. 7 —
En quoi consiste un condensateur? Quel est son rôle?

N. 8 —
Dans quel cas dit-on qu'un condensateur est variable?

N. 9 —
Quelles sont les parties principales d'un reproducteur téléphonique?

N. 10 —
Quel est le rôle de l'aimant permanent dans un écouteur?

N. 11 —
Quelle est la fonction du « cristal » dans un récepteur simplifié?

N. 12 —
Comment se fait la détection de la Haute Fréquence?

N. 13 —
Quelles sont les conditions nécessaires pour qu'un récepteur soit « sélectif »?

N. 14 —
Comment peut-on augmenter la sélectivité d'un récepteur?

N. 15 —
Dans un récepteur à cristal on doit placer un condensateur aux bornes du casque: quel est son rôle?

N. 16 —
Comment peut-on obtenir l'accord d'un circuit oscillant constitué par une inductance et un condensateur?

N. 17 —
Pour quelles raisons ne peut-on augmenter à volonté le nombre des circuits accordés ?

N. 18 —
Pour quelles raisons, dans un circuit H. F., les connexions doivent être le plus courtes possible ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 43

N. 1 — La charge positive est semblable à celle produite par le frottement d'un morceau de verre sur une pièce de soie; la charge négative est semblable à celle produite entre un morceau de caoutchouc et une peau de chat.

N. 2 — La molécule est la plus petite partie en laquelle peut être divisée une substance et l'atome est la plus petite partie d'un élément.

N. 3 — En électrons, protons et neutrons.

N. 4 — Un ion est un atome portant une charge positive ou négative.

N. 5 — Les corps sont d'autant plus conducteurs qu'ils contiennent un nombre plus élevé d'électrons libres et vice-versa. Il n'existe pas de ligne de démarcation très nette, car il n'existe ni conducteurs, ni isolants parfaits.

N. 6 — Les charges de signes contraires s'attirent, les charges de même signe se repoussent.

N. 7 — La relation selon laquelle l'augmentation d'une grandeur entraîne la diminution de l'autre et réciproquement.

N. 8 — L'espace environnant ou placé entre deux corps électriquement chargés.

N. 9 — Dans le passage des électrons libres d'atome à atome.

N. 10 — Au passage de 6.28×10^{18} électrons.

N. 11 — La force qui provoque le déplacement des électrons libres.

N. 12 — L'opposition au passage du courant électrique. L'unité de mesure est l'ohm qui est égal à la valeur d'une résistance provoquant une chute de tension de 1 volt quand elle est parcourue par un courant de 1 ampère.

N. 13 — Respectivement à 1 000, 1 000 000, et 1/1 000 000

N. 14 — Deux types de résistances variables: la première présente deux bornes, constituées par le curseur et une extrémité de la résistance, la seconde présente trois bornes: les deux extrémités et le curseur.

N. 15 — Au produit de la résistance par le carré de l'intensité (RI^2). Se mesure en watt.

N. 16 — Dans un générateur, le courant va du pôle positif au pôle négatif; dans un circuit extérieur, il circule en sens inverse.

N. 17 — La valeur est 250 kΩ avec une tolérance de 5%.

N. 18 — Vert, noir, orange.

N. 19 — Un inverseur est un dispositif pouvant fermer alternativement deux circuits — suivant sa position — chacun d'eux ayant un point commun.

N. 20 — Un contacteur est un dispositif, simple ou complexe, servant à envoyer un ou plusieurs courants — suivant les positions — dans deux ou plusieurs circuits ayant, ou non, des points communs.

Type	Tens. inv. max. volt	Corr. dir max. mA	Courant inverse µA	Res. inv. MΩ	Utilisation
OA 70	22	150	150 (22 V)	0.330	détect video
OA 72	45	100	130 (45 V)	2.000	dét. AM-FM
OA 73	30	150	280 (30 V)	0.020	détect. video
OA 79	45	100	90 (45 V)	0.500	dét. AM-FM
OA 81	115	150	75 (100 V)	—	générale
OA 85	115	150	75 (100 V)	—	générale
OA 90	30	45	300 (30 V)	0.100	détect video
OA 95	115	150	80 (100 V)	—	détect. AM
OA 150	90	20	200 (40 V)	—	générale
OA 159	30	5	50 (10 V)	0.200	détectrice
OA 160	15	5	100 (10 V)	0.100	détectrice
OA 161	130	20	200 (70 V)	—	générale
OA 172	50	1.5	200 (30 V)	0.400	détect. FM
OA 174	70	20	250 (150 V)	—	générale
SFD 104	25	40	600 (2 V)	—	détect. video
SFD 106	25	300	200 (25 V)	2.000	détectrice
SFD 107	5	—	10 (10 V)	—	détect. AM
SFD 108	115	5	250 (100 V)	—	générale
SFD 110	45	35	350 (45 V)	—	générale
SFD 112	24	20	220 (24 V)	—	générale
SFD 115	45	35	350 (45 V)	—	détect. FM
SFD 117	2	25	600 (2 V)	—	V.H.F.
1 N 34	60	150	500 (50 V)	0.330	générale
1 N 38	100	150	100 (25 V)	1.400	générale
1 N 147	2	25	600 (2 V)	—	U.H.F.
1 N 48	70	50	830 (50 V)	—	générale
1 N 51	40	25	1670 (50 V)	—	générale
1 N 52	70	50	150 (50 V)	—	générale
1 N 58	100	—	600 (100 V)	—	générale
1 N 60	30	150	40 (25 V)	0.150	détect. video
1 N 63	125	150	50 (25 V)	1.000	générale
1 N 64	20	—	25 (1,3 V)	—	détect. video
1 N 65	70	50	250 (50 V)	0.250	générale
1 N 69	60	40	50 (10 V)	0.200	générale
1 N 70	100	30	300 (50 V)	0.400	générale
1 N 75	100	50	50 (50 V)	—	générale
1 N 81	40	30	30 (10 V)	1.000	générale
1 N 82	—	—	10 (10 V)	—	mélangeuse
1 N 98	60	30	—	0.067	détectrice
1 N 126	75	30	850 (50 V)	—	générale
1 N 127	125	30	300 (50 V)	—	générale
1 N 151	100	500	2400 (100 V)	—	générale
1 N 152	200	500	1900 (200 V)	—	générale
1 N 153	300	500	1200 (300 V)	—	générale
1 N 295	40	—	—	—	détect. video
1 N 636	75	—	20 (20 V)	—	générale
1 G 25	80	28	250 (80 V)	—	générale
1 G 26	100	30	200 (100 V)	—	générale
1 G 27	50	25	250 (50 V)	—	générale
1 G 80	55	35	200 (50 V)	0.250	dét. AM-FM
1 G 86	50	30	200 (50 V)	—	dét. AM-FM
1 G 90	35	35	350 (30 V)	0.080	détect. video
1 G 91	20	40	100 (10 V)	0.100	détect. video
1 G 92	17	35	180 (10 V)	0.050	détect video
1 G 95	30	30	400 (30 V)	—	détectrice
14 P 1	70	70	60 (60 V)	—	générale
15 P 1	120	70	100 (100 V)	—	générale
19 P 1	20	100	25 (10 V)	—	générale
26 P 1	60	50	50 (50 V)	—	générale
85 P 1	60	75	100 (50 V)	—	générale

Les diodes à cristal sont disponibles, dans le commerce, avec des caractéristiques diverses dont certaines figurent dans le tableau ci-contre. Il faudra choisir soigneusement le type s'adaptant le mieux aux conditions de fonctionnement prévues dans l'appareil en construction. Pour cela il convient de connaître la signification des caractéristiques indiquées dans le tableau.

La « tension inverse maximum » est la différence de potentiel la plus élevée pouvant être appliquée à la diode *dans le sens de non conduction*, c'est-à-dire dans le sens de la plus grande résistance. Le « courant direct maximum » est l'intensité maximum pouvant traverser la diode *dans le sens de la conduction*, sans la détériorer. Le « courant inverse » (en microampères) est déterminé par l'application d'une tension inverse (indiquée entre parenthèses). La « résistance inverse » très grande si on la compare à la résistance offerte *dans le sens de la conduction* (directe) — qui est toujours de l'ordre de quelques centaines d'ohms — donne une idée du rendement de la diode en tant que détecteur. Le rapport maximum entre ces deux valeurs donne le rendement maximum.

CONSTRUCTION de DEUX RECEPTEURS à CRISTAL

MODELE SIMPLE

Nous avons longuement détaillé tout ce qu'il est utile de connaître avant d'entreprendre la construction de ces récepteurs; nous présumons que la leçon précédente a été lue attentivement car le texte qui suit en constitue pratiquement le complément.

Le récepteur dont nous donnons le schéma électrique **figure 1** est, sans nul doute, parmi les plus simples qui puissent se concevoir: nous avons, d'ailleurs, suivi pas à pas l'évolution d'un schéma semblable, en notant, au fur et à mesure, quels avantages nous pouvions retirer des variantes successives. La dernière modification, la seule apportée ici, consiste dans l'adjonction de plusieurs prises sur la bobine d'inductance *L2*: voyons maintenant les raisons de ce perfectionnement et les avantages que nous pouvons en retirer.

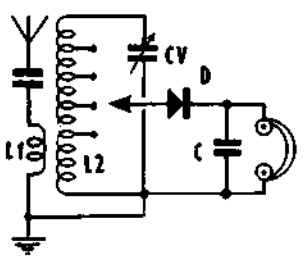


Fig. 1 - Schéma électrique du récepteur simple. L'énergie recueillie par le circuit « antenne-L1-terre » est transmis par induction au circuit accordé L2-CV; ce circuit est convenablement couplé au cristal détecteur D.

Pour que le casque produise des sons d'intensité maximum, il faut, évidemment, que le plus fort signal possible parvienne au cristal détecteur. Le cristal (et tout ce qui le suit) présente une certaine résistance — pour mieux dire une « charge » — qui est branchée aux bornes du circuit oscillant accordé, duquel est extrait le signal désiré.

Naturellement la « charge » placée en parallèle sur le circuit provoque une diminution de l'intensité du signal disponible; en d'autres termes, si nous pouvons mesurer une certaine tension entre les extrémités du circuit oscillant (aux bornes de *L2*, dans notre cas) en l'absence de charge, cette tension deviendra plus faible quand la charge sera connectée. Il convient donc de faire en sorte que cette baisse de tension soit la plus faible possible et cela s'obtient en réalisant un couplage convenable tenant compte tant des caractéristiques du circuit oscillant que de celles de la charge elle-même et réalisant leur adaptation (ceci en admettant que la charge présente la plus grande résistance possible).

En pratique, pour réaliser une telle adaptation dans notre appareil, il suffit de déplacer le point d'application de la charge le long de la bobine *L2* (d'où la nécessité de prévoir plusieurs prises), jusqu'à ce que

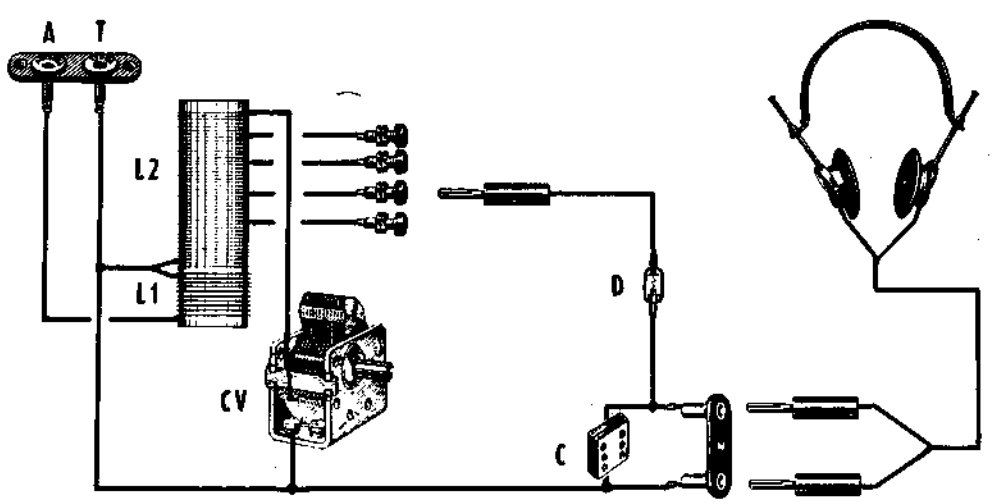


Fig. 2 - Schéma correspondant à celui de la figure 1; au lieu des symboles, on a représenté les dessins des divers éléments.

Liste du matériel nécessaire:

Un tube de carton bakélisé, diamètre 4 cm, longueur 10 cm; 20 m de fil de cuivre émaillé de 0,2mm de diamètre. Un condensateur variable à air (CV) d'une capacité de 490 pF. Une diode au Germanium (D) pour emploi en Haute Fréquence. Un casque magnétique d'une impédance de 2 000 Ω. Un condensateur fixe au mica (C) de 200 pF. Un cadran gradué ou bouton flèche pour CV.

Douilles, prise, équerres de fixation, vis, fiches-banane, fil étamé pour connexions.

Il est possible de trouver les éléments nécessaires, y compris le bobinage d'accord prêt à l'emploi, chez **PERLOR - RADIO** 16, rue Hérold - PARIS, 1er

l'on trouve un point donnant un courant d'intensité maximum dans le circuit de charge.

Cette prise devra être choisie après avoir réglé le récepteur sur une station; on déplacera le cavalier prévu à cet effet, jusqu'à l'obtention du volume sonore maximum.

Nous n'avons pas encore indiqué quelles sont les unités de mesure du courant, ni comment on peut les mesurer en pratique. Toutefois, à l'intention de ceux de nos lecteurs qui ont quelques connaissances du sujet, nous dirons que — en plaçant un instrument mesurant le courant (microampèremètre) dans le circuit, après le détecteur — si nous mesurons un courant de 18 µA en branchant le cristal à l'extrémité supérieure de la bobine, cette intensité passera à près de 280 µA en le connectant à une prise placée aux trois-quarts de l'enroulement, vers l'extrémité inférieure (ceci pour un casque de 2 000 ohms). Naturellement, dans ce dernier cas, le volume sonore et la sélectivité augmentent d'une manière très sensible.

Ce contrôle de l'adaptation de la charge au moyen de la mesure du courant sert à déterminer quelle est la

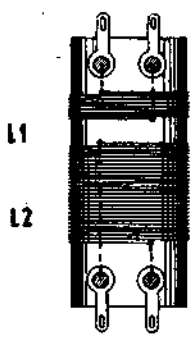


Fig. 3 - Bobine d'inductance.
L 1 = 16 spires. L2 (à 5 mm de L1) = 95 spires, avec prises à la 35ème, 45ème, 60ème et 80ème. Spires jointives.

prise convenant le mieux pour une charge déterminée; l'intensité lue n'a qu'une valeur indicative: si la charge a une résistance plus grande, l'intensité du courant sera plus faible qu'avec une charge de faible valeur, mais cela ne veut pas dire que le résultat (l'énergie totale disponible) soit inférieur.

Donnons, maintenant, quelques détails pratiques sur la construction de cet appareil, quoique, à vrai dire, ils puissent paraître superflus en raison de l'extrême simplicité de la réalisation.

La **figure 2** montre une réalisation pratique dans laquelle les symboles du schéma sont remplacés par le dessin des principales pièces: ceci constitue, pour le débutant, un excellent exercice lui permettant de se rendre compte comment, à partir d'un schéma électrique classique, on peut passer à la réalisation pratique. Celle-ci, dans notre dessin (figure 2) est encore quelque peu symbolique quoique parfaitement compréhensible; nous l'avons voulu ainsi pour laisser au constructeur le choix définitif de l'emplacement des pièces suivant ses goûts et ses possibilités.

Nous avons également un modèle de montage sur panneau isolant (bakélite, ébonite ou même contreplaqué) d'une épaisseur de 3 à 4 mm. Le panneau qui, comme on peut le voir sur le dessin ci-dessous, supporte tout l'appareillage peut servir de couvercle à un petit coffret qui protègera les pièces et les connexions intérieures. Naturellement, nous l'avons dit plus haut, on pourra adopter une autre disposition que celle suggérée sur le dessin.

La bobine d'inductance est l'unique organe devant être construit, car elle ne peut être trouvée dans le commerce avec les caractéristiques indiquées.

Il faut se procurer un tube de carton bakélisé de 4 cm de diamètre et de 10 cm de long; les enroulements *L1* et *L2* seront faits sur ce tube. La **figure 3** montre clairement l'aspect de la bobine terminée. Les spires sont enroulées toutes dans le même sens; au début et à la fin de chaque enroulement on percera deux petits trous dans le tube, très près l'un de l'autre, pour y introduire et faire ressortir immédiatement le fil de cuivre, tout comme si nous exécutions un point de couture. En procédant ainsi, les spires resteront bien en place et seront solidement maintenues sur le tube, quelle que soit la longueur du fil servant à connecter la bobine aux autres éléments du circuit.

Les fils sortant de la bobine à la fin de l'enroulement *L1* et au début de *L2* pourront être torsadés entre eux puisqu'ils sont reliés au même point. On laissera un espace de 5 mm, environ, entre ces deux enroulements.

Au cours du bobinage de *L2* il faudra procéder à l'exécution des prises; on opèrera de la manière suivante: après avoir enroulé le nombre de tours voulu (35 pour la première prise) on percera trois petits trous, l'un derrière l'autre, dans la même direction que les spires. On fera passer le fil dans le premier trou

A

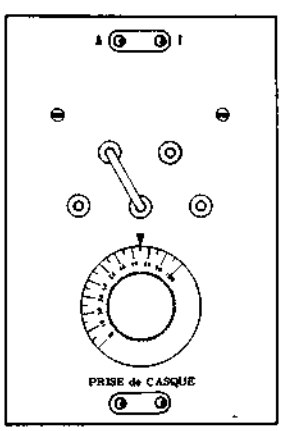
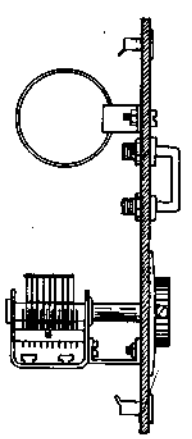


Fig. 4 a - Vue frontale du panneau en matière isolante, dimensions 10 x 15 cm. Il supporte tous les éléments et peut servir de couvercle à un coffret.

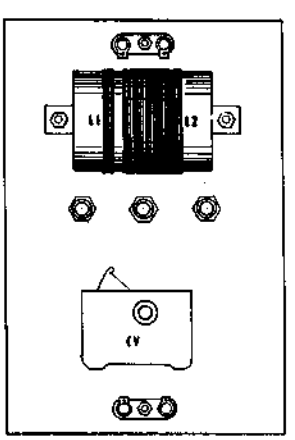
Fig. 4 b - Le panneau-support vu de côté. On notera l'équerre qui sert à éloigner le condensateur du panneau pour éviter d'avoir à couper l'axe de commande.

Fig. 4 c - Vue arrière du panneau avant la mise en place des connexions. En les exécutant on placera la diode et le condensateur fixe.

B



C



et ressortir par le deuxième pour l'amener jusqu'à la première douille, où il sera fixé et d'où il repartira pour repasser par le deuxième trou. Le fil fait donc un aller et retour du deuxième trou à la douille (ces deux longueurs de fil seront torsadées). Le fil ressortira ensuite par le troisième trou et sera enroulé sur le tube, dans le même sens que précédemment, formant à nouveau 10 spires (dans notre cas) jusqu'à la prise suivante (45ème spire) où la même opération se répètera et ainsi de suite.

Sur notre schéma, la bobine *L2* comporte 4 prises, mais nous devons préciser que ce nombre pourra être inférieur ou supérieur. Avec un nombre plus grand de prises il sera plus facile d'adapter l'appareil à un émetteur donné, de telle sorte que si l'on peut recevoir plusieurs stations, il sera facile de trouver une prise donnant le rendement maximum dans tous les cas.

A chaque prise sur la bobine correspond une douille fixée sur le panneau; ces douilles seront toutes placées en demi-cercle autour d'une douille centrale (reliée au détecteur) de telle sorte qu'il sera possible, en déplaçant le cavalier, d'établir un contact entre la douille centrale et chacune des autres douilles (**figure 4**).

Par contre, si l'on se trouve dans une région où seulement un émetteur peut être reçu, on peut se passer de réaliser une telle commutation et, dans ce cas on exécutera une prise unique à laquelle le détecteur sera relié en permanence.

Nous donnons, **figure 5**, un exemple de ce cas; cette figure illustre également une réalisation différente du montage proposé, présentant un caractère plus expérimental.

On peut y voir clairement les particularités de construction expliquées plus haut, particulièrement en ce qui concerne le mode d'exécution des prises (dans ce cas: jonction entre *L1* et *L2*).

Le choix qui sera fait entre un montage du type indiqué sur la figure 4 et celui de la figure 5, dépendra essentiellement de l'usage prévu pour l'appareil: écoute réelle des programmes transmis par radio ou simplement expérimentation du circuit. C'est cette dernière hypothèse que nous retiendrons comme étant la plus probable car — comme nous l'avons déjà souligné — on obtiendra de bien meilleurs résultats par des améliorations successives consistant, principalement, en l'adjonction d'amplificateurs à *transistors*.

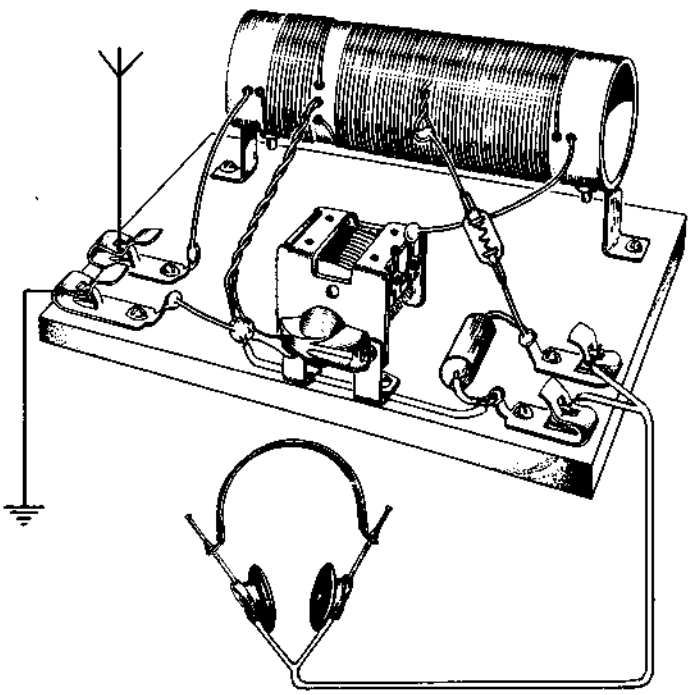


Fig. 5 - Montage de type expérimental, sur plaquette isolante. La bobine peut être exécutée avec toutes les prises indiquées sur la figure 3; après avoir déterminé la prise donnant les meilleurs résultats, on y soudera la diode et l'on coupera les fils des autres.

MODELE A HAUT RENDEMENT

En employant quelques éléments de plus que dans l'appareil décrit ci-dessus, il est possible de construire un récepteur donnant de meilleurs résultats, tant au point de vue sensibilité, qu'au point de vue sélectivité.

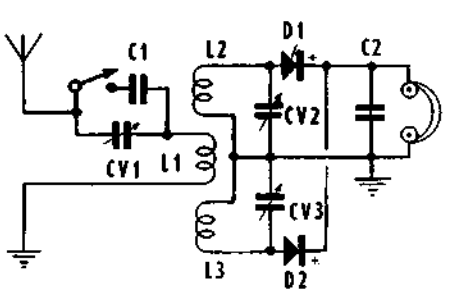


Fig. 6 - Schéma électrique du récepteur à deux cristaux. Ce récepteur donne des résultats qu'aucun autre récepteur simple à cristal ne peut fournir. Il présente une sensibilité et une sélectivité maximum et, avec une bonne antenne, permet l'écoute d'un nombre important de stations. La liste du matériel est donnée figure 7.

Grâce à l'utilisation de deux détecteurs à cristaux — fonctionnant chacun sur une demi-alternance — on obtient un signal redressé dont l'amplitude est environ le double de celle fournie par un seul cristal.

Toutefois, disons immédiatement que le volume du son n'en sera pas doublé pour autant, car à un signal électrique d'intensité double — après transformation en signal sonore par les écouteurs — ne correspond pas, pour l'oreille humaine, une sensation sonore deux fois plus grande. Il n'en reste pas moins que l'amélioration obtenue est notable et elle sera particulièrement appréciée lorsque les autres types de récepteurs donneront des résultats médiocres.

Détaillons, maintenant le schéma représenté sur la **figure 6**.

Le but de ces constructions élémentaires — très faciles et peu coûteuses — est de familiariser, avant tout, le lecteur avec les méthodes pratiques de construction et de lui faire connaître en détail les pièces et circuits qu'il aura à employer par la suite. Il est également indispensable qu'il se rende compte, en même temps, du déroulement des phénomènes électriques et

de la fonction que chacun des éléments assume pour arriver au résultat final. Pour ces motifs, l'examen du schéma se fera en le comparant à celui de l'appareil précédent.

Une chose apparaît nettement évidente de prime abord: le circuit d'antenne (primaire) est accordé d'une manière plus précise au moyen d'un élément supplémentaire (*CV1*). Il en résulte que le circuit qui lui est couplé (secondaire) reçoit une énergie plus grande sur la fréquence désirée et bien moins grande sur celles à éliminer (interférences). En d'autres termes, cela signifie qu'il y a augmentation simultanée de sensibilité et de sélectivité.

Le rôle de *C1* — qui peut être mis en service au moyen d'un interrupteur — est de modifier la valeur de *CV1* (dont la valeur sera augmentée puisque *C1* est mis en parallèle) pour permettre l'accord du circuit sur toute la gamme des Ondes Moyennes. En raison de la valeur des constantes du circuit (*L1*, etc...) un tel accord serait impossible avec *CV1* seulement. On verra, en pratique, que *C1* devra être mis en circuit lors de la réception des émetteurs dont la fréquence est inférieure à 850 kHz environ.

La particularité la plus importante de ce récepteur ne réside pas dans l'accord du circuit d'antenne, que nous venons de voir, mais dans la présence de deux circuits accordés au secondaire (*L2-CV2* et *L3-CV3*) fournissant des signaux détectés séparément par deux détecteurs (*D1* et *D2*). L'onde reçue se présente, en conséquence, avec une demi-alternance aux bornes de *L2* et avec la demi-alternance suivante aux bornes de *L3*: les deux inductances, ou mieux les deux circuits accordés doivent avoir un point commun qui sera au potentiel zéro; celui-ci correspond donc à la connexion dite « de masse » qui sera reliée à la terre.

Le couplage entre *L1* et les deux circuits (*L2* et *L3*) doit être de même valeur: les circuits secondaires seront identiques entre eux et les détecteurs devront également avoir les mêmes caractéristiques. Tout cela peut être facilement réalisé, ainsi que nous le verrons.

Pour cet appareil, aussi, la bobine devra être construite spécialement. La méthode de construction est la même que celle expliquée plus haut et les prises intermédiaires seront exécutées de la même façon.

Les condensateurs variables doubles, de même valeur, se trouvent couramment dans le commerce, ils seront à commande unique, du type dit « en ligne ».

On trouve également des diodes sélectionnées par paires ayant des caractéristiques rigoureusement égales, mais leur prix est sensiblement plus élevé que celui de deux diodes séparées. Dans notre cas nous pourrons, sans grand inconvénient, nous contenter d'utiliser deux diodes de même type.

Le nombre de spires de *L1* est de 45; *L2* et *L3* ont 140 spires chacune.

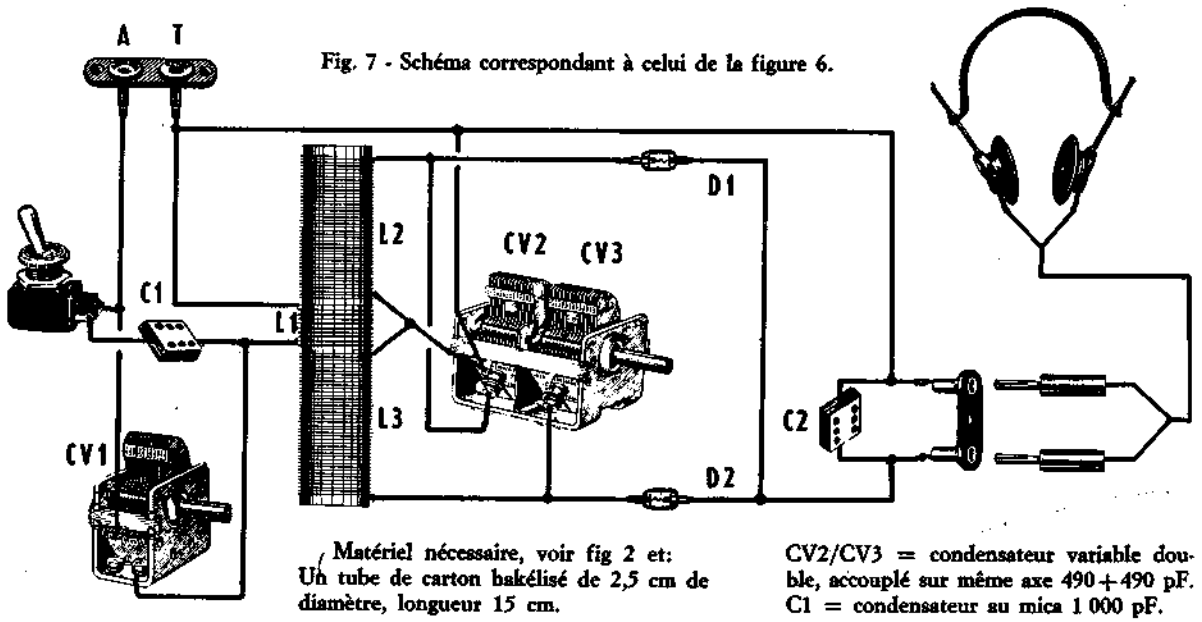


Fig. 7 - Schéma correspondant à celui de la figure 6.

Matériel nécessaire, voir fig 2 et:
Un tube de carton bakélisé de 2,5 cm de diamètre, longueur 15 cm.

CV2/CV3 = condensateur variable double, accouplé sur même axe 490 + 490 pF.
C1 = condensateur au mica 1 000 pF.

Les spires sont jointives et l'espacement entre *L1* et les deux enroulements (*L2* et *L3*) qui lui sont couplés est de 3 mm.

La **figure 7** montre les connexions nécessaires ainsi que la bobine qui sera exécutée en enroulant le fil de cuivre émaillé toujours dans le même sens. Les deux diodes seront branchées en respectant le sens de la polarité et en prenant toutes les précautions requises pour effectuer les soudures (comme indiqué plus haut).

Là encore on pourra adopter un mode de présentation différente suivant que l'appareil sera destiné à un usage continu ou sera, au contraire, un modèle purement expérimental. Dans les deux cas, des exemples de réalisations pratiques ont été donnés précédemment: il suffira d'y apporter quelques modifications rendues nécessaires par le plus grand nombre des éléments employés.

L'accord sur la fréquence de l'émetteur désiré se fera par la commande de *CV2/CV3*; ensuite on règlera *CV1* pour obtenir le signal maximum et on cherchera si l'on doit brancher *C1* ou non.

Comme nous l'avons déjà dit, la puissance obtenue — fonction de l'antenne disponible — sera plus grande que celle fournie par l'appareil à un seul détecteur. Dans beaucoup de cas, sur des stations locales, on pourra faire fonctionner — au lieu du casque — un petit haut-parleur qui sera, naturellement, du type magnétique.

de la fonction que chacun des éléments assume pour arriver au résultat final. Pour ces motifs, l'examen du schéma se fera en le comparant à celui de l'appareil précédent.

Une chose apparaît nettement évidente de prime abord: le circuit d'antenne (primaire) est accordé d'une manière plus précise au moyen d'un élément supplémentaire (*CV*1). Il en résulte que le circuit qui lui est couplé (secondaire) reçoit une énergie plus grande sur la fréquence désirée et bien moins grande sur celles à éliminer (interférences). En d'autres termes, cela signifie qu'il y a augmentation simultanée de sensibilité et de sélectivité.

Le rôle de *C*1 — qui peut être mis en service au moyen d'un interrupteur — est de modifier la valeur de *CV*1 (dont la valeur sera augmentée puisque *C*1 est mis en parallèle) pour permettre l'accord du circuit sur toute la gamme des Ondes Moyennes. En raison de la valeur des constantes du circuit (*L*1, etc...) un tel accord serait impossible avec *CV*1 seulement. On verra, en pratique, que *C*1 devra être mis en circuit lors de la réception des émetteurs dont la fréquence est inférieure à 850 kHz environ.

La particularité la plus importante de ce récepteur ne réside pas dans l'accord du circuit d'antenne, que nous venons de voir, mais dans la présence de deux circuits accordés au secondaire (*L*2-*CV*2 et *L*3-*CV*3) fournissant des signaux détectés séparément par deux détecteurs (*D*1 et *D*2). L'onde reçue se présente, en conséquence, avec une demi-alternance aux bornes de *L*2 et avec la demi-alternance suivante aux bornes de *L*3: les deux inductances, ou mieux les deux circuits accordés doivent avoir un point commun qui sera au potentiel zéro; celui-ci correspond donc à la connexion dite « de masse » qui sera reliée à la terre.

Le couplage entre *L*1 et les deux circuits (*L*2 et *L*3) doit être de même valeur: les circuits secondaires seront identiques entre eux et les détecteurs devront également avoir les mêmes caractéristiques. Tout cela peut être facilement réalisé, ainsi que nous le verrons.

Pour cet appareil, aussi, la bobine devra être construite spécialement. La méthode de construction est la même que celle expliquée plus haut et les prises intermédiaires seront exécutées de la même façon.

Les condensateurs variables doubles, de même valeur, se trouvent couramment dans le commerce, ils seront à commande unique, du type dit « en ligne ».

On trouve également des diodes sélectionnées par paires ayant des caractéristiques rigoureusement égales, mais leur prix est sensiblement plus élevé que celui de deux diodes séparées. Dans notre cas nous pourrons, sans grand inconvénient, nous contenter d'utiliser deux diodes de même type.

Le nombre de spires de *L*1 est de 45; *L*2 et *L*3 ont 140 spires chacune.

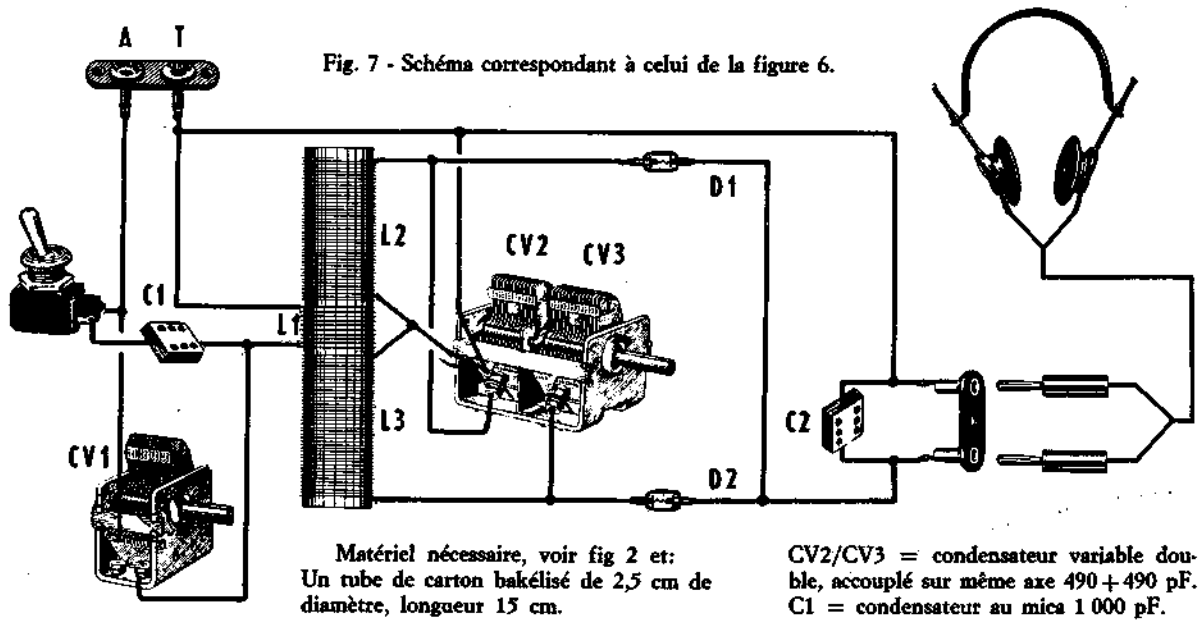


Fig. 7 - Schéma correspondant à celui de la figure 6.

Matériel nécessaire, voir fig 2 et:
Un tube de carton bakélisé de 2,5 cm de diamètre, longueur 15 cm.

CV2/CV3 = condensateur variable double, accouplé sur même axe 490 + 490 pF.
C1 = condensateur au mica 1 000 pF.

Les spires sont jointives et l'espacement entre *L*1 et les deux enroulements (*L*2 et *L*3) qui lui sont couplés est de 3 mm.

La **figure 7** montre les connexions nécessaires ainsi que la bobine qui sera exécutée en enroulant le fil de cuivre émaillé toujours dans le même sens. Les deux diodes seront branchées en respectant le sens de la polarité et en prenant toutes les précautions requises pour effectuer les soudures (comme indiqué plus haut).

Là encore on pourra adopter un mode de présentation différente suivant que l'appareil sera destiné à un usage continu ou sera, au contraire, un modèle purement expérimental. Dans les deux cas, des exemples de réalisations pratiques ont été donnés précédemment: il suffira d'y apporter quelques modifications rendues nécessaires par le plus grand nombre des éléments employés.

L'accord sur la fréquence de l'émetteur désiré se fera par la commande de *CV*2/*CV*3; ensuite on règlera *CV*1 pour obtenir le signal maximum et on cherchera si l'on doit brancher *C*1 ou non.

Comme nous l'avons déjà dit, la puissance obtenue — fonction de l'antenne disponible — sera plus grande que celle fournie par l'appareil à un seul détecteur. Dans beaucoup de cas, sur des stations locales, on pourra faire fonctionner — au lieu du casque — un petit haut-parleur qui sera, naturellement, du type magnétique.

Leçon n 10

LA LOI D'OHM

Le CIRCUIT ELECTRIQUE

Par circuit électrique, ainsi que nous l'avons brièvement expliqué dans notre quatrième leçon, on entend un parcours établi de telle sorte que le courant électrique puisse y circuler.

L'énergie électrique peut être transmise d'une manière efficace, et par des systèmes de contrôle relativement simples, au moyen de circuits conducteurs; les vastes réseaux de distribution d'énergie, utilisés aujourd'hui pour desservir les villes et les villages, sont un exemple typique de l'acheminement de l'énergie électrique au moyen de circuits.

Par circuit électrique on ne doit pas seulement comprendre les réseaux de distribution du courant; un parcours bien déterminé, de quelques centimètres seulement est également un circuit.

Dans un circuit électrique nous trouvons des éléments divers, placés de différentes manières, utiles ou nuisibles à son fonctionnement.

Quand, pour une cause quelconque, le courant ne parcourt pas le circuit prévu et emprunte un chemin plus court et impropre, on dit que l'on a un *court-circuit*, qui entraîne souvent des conséquences fâcheuses et dont nous avons déjà parlé à propos des matériaux isolants qui sont précisément employés pour empêcher qu'ils ne se produisent.

L'énergie électrique se manifeste toujours dans un circuit électrique fermé, (voir **figure 1**), lequel, dans sa forme la plus simple, comprend un générateur de courant (une charge d'utilisation à deux bornes) et deux conducteurs reliant la charge au générateur, comme illustré dans la **figure 2.**

Les trois types principaux de circuits électriques sont:

1) **le circuit série,**
2) **le circuit parallèle,**
3) **le circuit série-parallèle.**

Le premier type est formé d'éléments reliés en série (c'est-à-dire à la suite les uns des autres) et le courant suit un chemin unique (**figure 3**); le second est constitué d'éléments branchés en parallèle (chacun deux s'ajoutant aux autres) et le courant se divise en plusieurs branches (**figure 4**); le troisième, enfin, est une combinaison des deux précédents (**figure 5**).

Pour étudier les circuits électriques, même les plus simples, il est évidemment nécessaire de connaître les unités pratiques de mesure, le volt (E), l'ampère (I), l'ohm (R) et le watt (W), unités dont nous avons appris la signification dans nos leçons précédentes. L'objet de cette leçon est d'éclaircir les relations existant entre ces unités, particulièrement entre *E*, *I* et *R*, relations connues comme étant **la loi d'Ohm**, pour ce qui concerne les circuits simples et les **lois de Kirchhoff** en ce qui concerne les circuits complexes que nous étudierons par la suite.

La LOI d'OHM

Au XIX^{eme} siècle, un savant allemand, Georges Simon Ohm, démontra expérimentalement la proportionnalité constante existant entre le courant électrique et la tension dans un circuit simple. Il publia, en 1 826, les résultats de sa découverte.

La loi d'Ohm est de forme linéaire et, par suite, très simple; elle peut être appliquée, dans ses formules de base, aux circuits à courant continu et à tous les dispositifs parcourus par ces courants.

L'unité de résistance électrique, nous le savons déjà, est l'ohm (représenté par la lettre grecque « oméga » Ω), et trouve de multiples applications dans tous les domaines de l'électronique.

La loi d'Ohm peut être énoncée comme suit:

L'intensité du courant, en ampères, parcourant un circuit électrique est égale au quotient de la différence de potentiel, en volts, présente aux bornes du circuit par la résistance de ce circuit, en ohms.

La même loi peut être exprimée par la formule suivante:

$$I = \frac{E}{R}$$

dans laquelle *I* est l'intensité du courant en ampères, *E* la différence de potentiel en volts et *R* la résistance en ohms.

Si une des trois valeurs est inconnue, elle peut être facilement trouvée au moyen de cette formule, comme nous le verrons bientôt.

Supposons, maintenant, que la tension présente aux bornes du circuit de la figure 2, soit de 120 volts et que la résistance effective de la charge soit de 20 ohms: l'intensité du courant sera donnée par le rapport 120:20, c'est-à-dire 6 ampères. Si la résistance se maintient

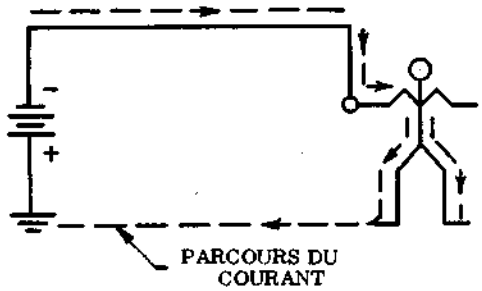


Fig. 1 - Si la source de courant a un pôle relié à la « terre » il est possible de sentir le passage du courant en ne touchant qu'un seul pôle; dans ce cas, le circuit est fermé par le contact des pieds avec le sol.

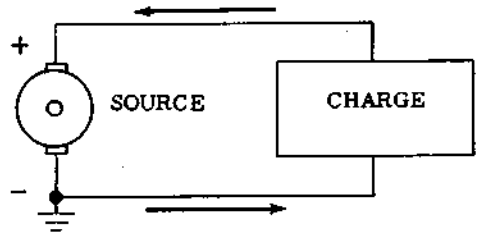


Fig. 2 - Le circuit électrique le plus simple est constitué par une source de courant, par les deux conducteurs qui le transportent et par une charge d'utilisation. Nous sommes en présence d'une combinaison identique à celle illustrée sur la fig. 1 où nous voyons la source et la charge (l'homme).

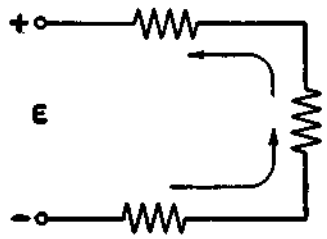


Fig. 3 - Nous trouvons ici en présence d'un schéma classique de liaisons électriques « série ». On a représenté trois résistances reliées les unes à la suite des autres, mais leur nombre peut évidemment être variable. Le courant dans le circuit-série ne peut suivre qu'un seul chemin: celui indiqué par les flèches. (tension « E » appliquée à l'entrée).

constante à sa valeur de 20 ohms, en vertu de la loi d'Ohm, l'intensité doublera si l'on double la tension et deviendra à moitié moindre si l'on diminue la tension de moitié.

En d'autres termes, le courant parcourant le circuit (la charge) varie de manière directement proportionnelle aux variations de la tension; par suite, si cette tension est réduite à zéro, l'intensité sera de 0 : 20 = 0 ampère et si la tension est augmentée, par exemple de 10 volts en 10 volts de 0 à 120 volts, le courant aura successivement les intensités suivantes:

10 : 20 = 0,5 ampère; 20 : 20 = 1 ampère;
30 : 20 = 1,5 ampère et ainsi de suite.

La **figure 6** illustre la relation existant *entre l'intensité et la tension*, énoncée dans l'exemple précédent; les valeurs des tensions sont portées sur l'axe horizontal, (sur l'axe des X) à droite du point 0 (point d'origine), tandis que les intensités sont portées verticalement (sur l'axe Y) au-dessus de ce même point (*).

Le graphique se présente sous la forme d'une ligne droite dont l'équation est:

$$I = E : 20.$$

La constante 20 représente la résistance en ohms de ce circuit particulier qui, nous l'avons dit, ne subit aucune variation sous l'effet du passage de courants d'intensités différentes. Le graphique illustre une caractéristique importante de la loi d'Ohm, énoncée plus haut, qui est: **si la résistance reste constante, l'intensité varie directement avec la tension.**

Si, dans le cas de la figure 2, on maintient par contre, la tension à une valeur constante (120 volts, par exemple), le courant traversant le circuit aura une intensité qui dépendra uniquement de la valeur effective de la résistance. Si la résistance devient égale à 120 ohms, l'intensité sera de 120/120, c'est-à-dire de 1 ampère. De même, si la résistance est réduite de moitié, l'intensité doublera et vice-versa. En d'autres termes, l'intensité du courant est inversement proportionnelle à la valeur de la résistance et si cette valeur est diminuée de 20 ohms à la fois, en partant de 120 ohms jusqu'à 20 ohms, l'intensité prendra les valeurs suivantes:

120 : 100 = 1,2 ampère;
120 : 80 = 1,5 ampère;
120 : 60 = 2,0 ampères; etc...

La **figure 7** donne la représentation graphique de la relation existant *entre l'intensité d'un courant et la résistance* du circuit, relation pouvant être exprimée par l'équation:

$$I = 120 : R$$

dans laquelle le numérateur représente la tension de 120 volts donnée dans l'exemple. On voit que si R devient très petit, l'intensité devient très grande. Un tel exemple illustre une seconde caractéristique importante de la loi d'Ohm, qui est: **l'intensité du courant varie d'une manière inversement proportionnelle à la valeur de la résistance.**

Enfin, si dans la figure 2 l'intensité du courant est maintenue à une valeur constante de 5 ampères, la tension aux bornes de la charge dépendra de la résistance de cette charge et elle en suivra directement les variations. La **figure 8** montre les relations existant *entre la tension et la résistance*: les valeurs de la résistance sont portées sur l'axe horizontal (axe des X) à droite du point d'origine, tandis que les valeurs correspondantes des tensions sont portées sur l'axe vertical (axe des Y) au-dessus du même point. Le graphique se présente sous la forme d'une droite dont l'équation est:

$$E = 5 \times R$$

dans laquelle le coefficient 5 représente l'intensité du courant (5 ampères dans notre exemple) qui est maintenue constante. Ceci illustre une troisième conséquence importante de la loi d'Ohm, à savoir: **La tension aux bornes d'une charge varie d'une manière directe-**

(*) Pour illustrer le déroulement d'un phénomène on a recours très souvent à des graphiques du type illustré figure 6 et suivantes. Le long d'une ligne horizontale (appelée axe des X) et le long d'une ligne verticale (axe des Y), on porte les valeurs des variables intéressant le phénomène. Les résultats recueillis sont successivement portés sur le graphique et marqués par des points; on obtient une ligne (appelée « courbe ») qui donne une représentation de la marche du phénomène.

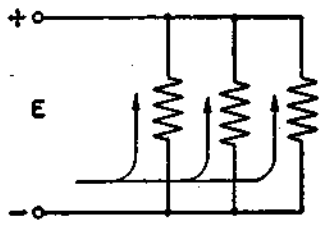


Fig. 4 - Schéma classique de liaison électrique « en parallèle »: les trois résistances sont en dérivation les unes sur les autres. Le courant suit trois chemins.

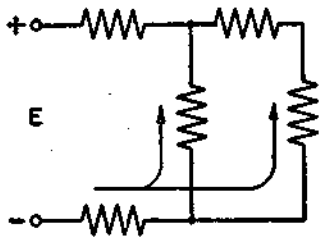


Fig. 5 - Schéma classique de liaison électrique mixte: les résistances sont réunies entre elles par plusieurs combinaisons série-parallèle.

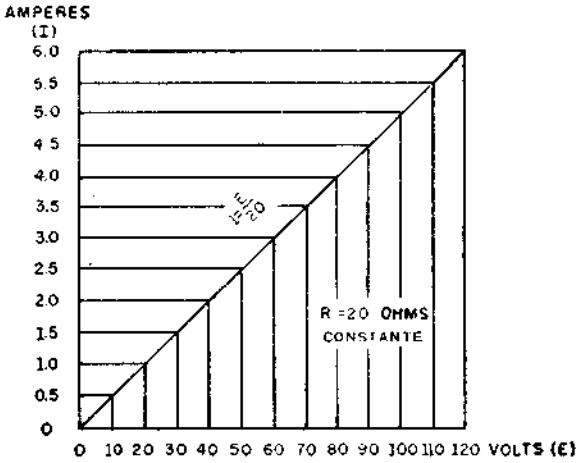


Fig. 6 - Exemple du rapport entre l'intensité (ampère) et tension (volt) avec une résistance de valeur constante égale à 20 ohms.

ment proportionnelle à sa résistance, lorsque l'intensité du courant est maintenue constante.

La CONDUCTANCE

La résistance a été définie comme étant une opposition au passage d'un courant: maintenant, au lieu de caractériser un conducteur par la valeur de l'opposition qu'il présente au passage du courant, nous pouvons le caractériser par la facilité plus ou moins grande avec laquelle il se laisse traverser par un courant, c'est-à-dire par sa **conductance**, qui est justement la mesure de cette facilité.

La conductance est donc le contraire de la résistance et puisque cette dernière s'exprime en ohms, la première sera exprimée en **mho** (inverse du mot ohm) et sera représentée par la lettre G; par suite:

$$G = 1 : R$$

Selon la loi d'Ohm, pour trouver l'intensité il faut diviser la tension par la résistance ($I = E : R$) et, G étant l'inverse de R, nous aurons:

$$I = E \times G$$

En électronique on emploie souvent un sous-multiple de l'unité de conductance, c'est le *micromho*, qui est la millionième partie d'un mho.

PUISSANCE et ENERGIE ELECTRIQUE

En plus du volt, de l'ampère et de l'ohm, deux unités de mesure se retrouvent fréquemment dans les calculs relatifs aux circuits électriques, ce sont l'unité de puissance et l'unité d'énergie.

Puissance

Probablement, pour un non-technicien, la notion de puissance est plus connue que celle de tension, d'intensité ou de résistance. L'électricité est une source de puissance parce qu'elle est capable de produire un travail, comme par exemple faire tourner un moteur, ou — comme nous l'avons vu page 35 — produire de la chaleur dans une résistance (un fer à souder, par exemple). On entend par puissance la quantité de travail qui peut être produite, pourtant — comme nous le verrons — on ne considère pas seulement le travail fait ou à faire, mais également le temps employé pour l'exécuter.

L'unité de puissance (le **watt**) est égal au produit du potentiel (en volts) appliqué au circuit par l'intensité du courant (en ampères) qui le traverse, l'équation de la puissance est donc:

$$P = E \cdot I$$

Un potentiel de 110 volts qui donne une intensité de 3 ampères dans une résistance transforme l'énergie électrique en une quantité de chaleur égale à 3 fois 110, soit 330 watts. Comme nous avons vu que:

$$P = E \cdot I \quad \text{et puisque} \quad E = I \cdot R$$

en substituant la valeur de E par $I \times R$, nous obtiendrons:

$$P = I \cdot R \cdot I \quad \text{soit} \quad P = I^2 \cdot R$$

Cette forme particulière de l'équation de la puissance — dans laquelle on voit que la puissance en watts dans un circuit varie en fonction du carré de l'intensité en ampères et en fonction de la résistance en ohms — est très utile en électronique. Un courant de 4 ampères dans une résistance de 2 ohms transforme l'énergie électrique en énergie thermique dans un rapport de 16 fois 2, soit 32 watts.

A partir de la loi d'Ohm peut dériver une autre équation pour la puissance:

$$\text{puisque } P = E \cdot I \quad \text{et que} \quad I = \frac{E}{R}$$

$$\text{on a } P = E \left(\frac{E}{R}\right) \text{ c'est-à-dire } P = \frac{E^2}{R}$$

Si E est égal à 50 volts et R à 40 ohms, on a:

$$P = \frac{50^2}{40} = 62{,}5 \text{ watts}$$

Entre les deux formules qui donnent la valeur de P,

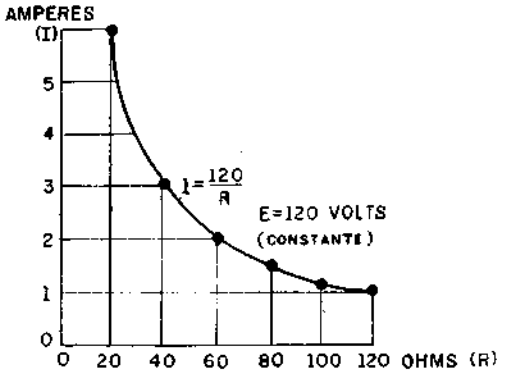


Fig. 7 - Exemple du rapport entre l'intensité (ampère) et la résistance (ohm), la tension étant maintenue constante à une valeur de 120 volts. On voit que si R devient plus petit, I devient plus grand, c'est-à-dire que la variation de l'intensité du courant est inversement proportionnelle à celle de la résistance.

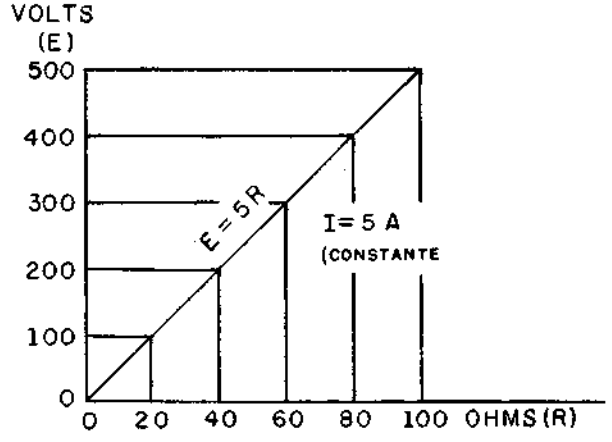


Fig. 8 - Exemple du rapport entre tension (volt) et résistance (ohm) le courant étant maintenu constant sous une intensité de 5 ampères. La tension aux bornes d'une charge varie de façon directement proportionnelle à sa résistance.

on pourra utiliser celle convenant le mieux pour résoudre le problème.

L'énergie électrique n'est pas toujours transformée en chaleur: par exemple, la plus grande partie de l'énergie employée pour actionner un moteur est convertie en énergie mécanique; celle appliquée à un haut-parleur ou à un casque est convertie en énergie sonore et enfin, une partie de l'énergie fournie à un émetteur est transformée en ondes radioélectriques.

De la dernière équation on peut conclure que la **puissance en watts fournie à un circuit est directement proportionnelle au carré de la tension en volts et inversement proportionnelle à la résistance en ohms. —**

La **figure 9** montre la représentation graphique de cette équation: la tension est portée sur l'axe X, tandis que les valeurs correspondantes de puissance, en watts, sont figurées verticalement, sur l'axe Y. L'équation $P = E^2 : 20$ représente la relation entre la tension appliquée et la puissance dans un circuit élémentaire analogue à celui de la figure 2, dans lequel la résistance a une valeur constante égale à 20 ohms. On augmente la tension de 20 volts en 20 volts, en partant de 0 jusqu'à un maximum de 100 volts, et les puissances correspondantes sont calculées au moyen de la formule, ce qui donne:

$$\frac{(0)^2}{20} = 0 \text{ watt}; \quad \frac{(20)^2}{20} = 20 \text{ watts}; \quad \frac{(40)^2}{20} = 80 \text{ watts};$$

etc...

Un tel graphique met en relief — comme nous l'avons déjà dit — le fait que la puissance en watts fournie au circuit varie en fonction du carré de la tension appliquée.

Le graphique de la **figure 9** illustre également l'équation $P = (I^2) \times 20$ et, dans ce cas, l'intensité du courant est portée horizontalement sur l'axe X, à droite du point d'origine, partant de 0 ampère et augmentant de 1 ampère à la fois jusqu'à un maximum de 5 ampères, tandis que les valeurs des puissances correspondantes sont portées sur l'axe Y, au-dessus de ce point. Ces valeurs sont calculées de la façon suivante:

$(1)^2 \times 20 = 20$ watts;
$(2)^2 \times 20 = 80$ watts;
$(3)^2 \times 20 = 180$ watts; etc...

Il est important de noter que les graphiques relatifs aux équations

$$P = \frac{E^2}{R} \quad \text{et} \quad P = I^2 \cdot R$$

ne sont pas linéaires puisque la puissance varie en fonction du carré de la tension appliquée ou en fonction du carré de l'intensité du courant. Il est également important de noter, comme évident dans l'équation $P = \frac{E^2}{R}$, que la puissance fournie à un circuit dont la tension reste constante, varie d'une manière inversement proportionnelle à sa résistance. Donc si la tension appliquée à un circuit élémentaire, du type de celui de la figure 2, a une valeur constante de 100 volts, et si la résistance est réduite de 20 à 10 ohms, la puissance fournie augmente de:

$$\frac{(100)^2}{20} = 500 \text{ watts à } \frac{(100)^2}{10} = 1.000 \text{ watts}$$

par suite, si la résistance est réduite à moitié, la puissance double.

La **figure 10** exprime graphiquement l'équation $P = \frac{(100)^2}{R}$, et donne la relation existant entre la puissance et la résistance dans un circuit auquel est appliquée une tension constante de 100 volts.

Les valeurs de la résistance sont portées sur l'axe X, tandis que les valeurs correspondantes de puissance sont portées sur l'axe Y. On fait varier la résistance à la fois de 100 ohms, jusqu'à un maximum de 1 000 ohms et les valeurs correspondantes de la puissance sont calculées comme suit:

$$\frac{(100)^2}{100} = 100 \text{ watts}; \quad \frac{(100)^2}{200} = 50 \text{ watts}; \quad \frac{(100)^2}{300} = 33{,}3$$

watts, et ainsi de suite.

Un tel graphique met également en évidence la rela-

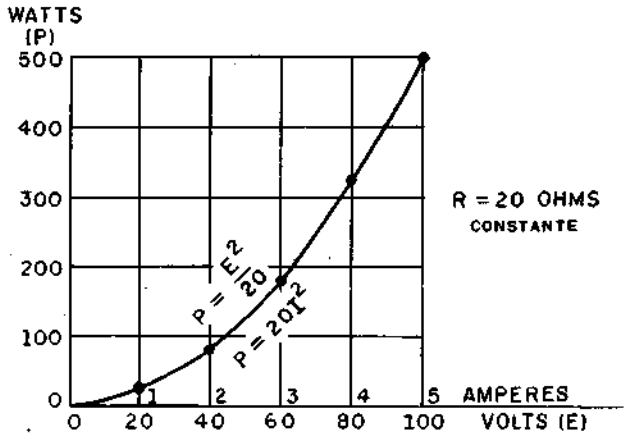


Fig. 9 - Rapport entre puissance (watt) et intensité (ampère), la résistance étant constante et égale à 20 ohms. Nous voyons que la puissance en watts fournie au circuit varie en fonction du carré de la tension appliquée.

tion non linéaire entre la puissance et la résistance dans un circuit à tension constante: tandis que la seconde tend vers des valeurs très faibles, la première prend des valeurs très grandes, et vice-versa.

Par contre, dans un circuit à courant constant, la puissance variera directement avec la résistance, ainsi qu'on peut le voir sur le graphique de la **figure 11**. Dans cet exemple, le courant est maintenu à la valeur constante de 5 ampères, tandis que la résistance est augmentée de 1 ohm à la fois, jusqu'à 10 ohms. La résistance est portée sur l'axe X, la puissance sur l'axe Y et le calcul est effectué de la façon suivante:

$P = 5 \cdot 0 =$ watt; $(5)^2 \cdot 1 = 25$ watts; $(5)^2 \cdot 2 = 50$ watts; etc...

Le graphique met en évidence la relation linéaire entre puissance et résistance dans un circuit à courant constant.

Energie

Tout ce qui est capable de fournir un travail peut être défini énergie. En mécanique, on entend par travail le produit de la force par la distance sur laquelle elle agit, tandis qu'en électricité, l'energie est égale au **produit de la puissance en watts par le temps en heures**. Du moment que la puissance est la mesure du travail effectué, sa multiplication par le temps donne pour résultat un produit correspondant à l'énergie totale pour une période de temps représentée par le facteur *t*.

Il est facile d'obtenir l'équation de l'énergie en multipliant entre eux les membres de l'équation de la puissance ($P = E \times I$) par le facteur temps *t*, et en égalant cette expression à l'énergie W comme suit:

$$W = Pt = E \cdot I \cdot t$$

De même, en multipliant par *t* les membres des équations suivantes.

$$P = E^2 : R \quad \text{et} \quad P = I^2 R$$

on obtient l'énergie W:

$$W = (E^2 : R)\, t \text{ et } W = I^2 Rt$$

Dans ces équations, E est exprimé en volts et I en ampères; si *t* est exprimé en heures, W sera en **watts-heure**.

Si *t* est exprimé en secondes, W représente des watts par seconde c'est-à-dire des **joules** (1 joule étant égal à 1 watt par seconde).

Du moment que $I \times t = Q$ (Q étant exprimé en coulombs, I en ampères et *t* en secondes) — voir page 31 — il est possible de substituer P à $(I \times t)$, ce qui donne l'équation ci-dessous:

$$W = QE$$

dans laquelle W est l'énergie en joules, Q la quantité de courant en coulombs et E la tension en volts.

L'énergie électrique est vendue et achetée par unités de kilowatts/heure ($3\,600 \times 10^3$ joules) et dans les grandes centrales électriques, l'énergie électrique est comptée en mégawatts/heure ($3\,600 \times 10^6$ joules). Par exemple, si pendant une période de 10 heures 70 mégawatts par heure sont absorbés en moyenne, l'énergie totale fournie sera de $70 \times 10 = 700$ mégawatts-heure, ou $700 \times 1\,000 = 700\,000$ kilowatts/heure ou encore, $700 \times 3\,600 \times 10 = 2\,520\,000 \times 16^6$ joules. L'unité pratique à employer dépendra de la quantité d'énergie à chiffrer; dans notre dernier exemple, la plus pratique est le mégawatt/heure.

APPLICATIONS de la LOI d'OHM

L'équation de la loi d'Ohm: $I = E : R$, peut subir des transformations pour calculer, comme nous l'avons dit, la résistance, l'intensité et la tension lorsqu'on connaît deux de ces trois termes.

Ainsi connaissant la tension E et l'intensité I, la résistance R sera donnée par:

$$R = E : I$$

Connaissant la résistance et l'intensité I, la tension sera donnée par:

$$E = I \times R$$

Exemple: si la tension aux bornes d'un circuit est de 50 volts et l'intensité du courant qui le traverse de

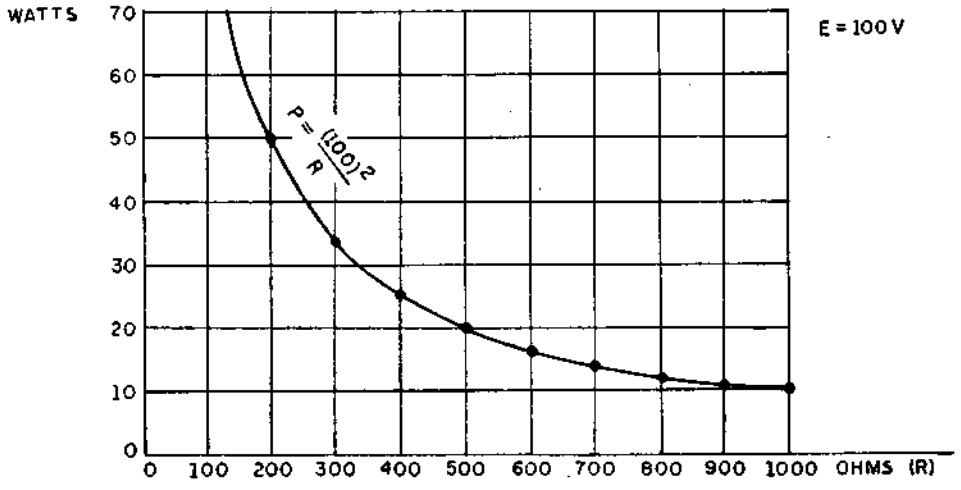


Fig. 10 - Rapport entre puissance (watt) et résistance (ohm), la tension étant constante et égale à 100 volts. La relation entre la puissance et la résistance n'est pas linéaire: la résistance tend vers des valeurs très faibles tandis que la puissance prend des valeurs très grandes.

2 ampères, sa résistance sera égale à (E : I) soit 50 : 2 = 20 ohms. D'autre part, si un courant passant dans un conducteur a une intensité de 3 ampères, et si la résistance de ce conducteur est de 0,5 ohm, la chute de tension à ses bornes sera égale à (I × R) soit 3 × 0,5 = 1,5 volt.

La formule de base et ses transformations successives peuvent être obtenues rapidement à l'aide de la **figure 12**. Le cercle contenant E, I et R est divisé en deux parties de telle sorte que E se trouve dans la partie supérieure et IR au - dessous. Pour trouver la valeur inconnue il faut recouvrir avec le doigt la lettre la représentant: la position réciproque des deux lettre restant dans le cercle, indiquera l'opération arithmétique qu'il faudra effectuer pour trouver la valeur de la première.

Par exemple, pour trouver I, on couvre cette lettre avec le doigt: les lettres restant découvertes indiquent que E doit être divisé par R, soit I = E : R.

Pour trouver E, on recouvre cette lettre et il apparaît évident que I doit être multiplié par R, soit E = I × R.

Enfin, pour trouver R, on verra que E doit être divisé par I, soit R = E : I.

Avertissons le lecteur que, dans ces transpositions de la formule, il ne doit pas se fier uniquement à une telle méthode graphique: elle ne doit être utilisée que comme un complément de ses connaissances algébriques. L'algèbre, en effet, est à la base de toutes les solutions des problèmes de l'électronique et sa connaissance est essentielle et ne saurait être remplacée par des méthodes mnémotechniques telles que celle décrite ci - dessus. Pour cette raison, nous avons jugé utile de meubler notre Cours de quelques aperçus sur ces mathématiques élémentaires qui — pouvant être compris par tous — seront d'une très grande utilité à nos lecteurs.

EXEMPLES d'UTILISATION de la LOI d'OHM

Il suffit de jeter un bref coup d'œil dans le domaine de l'électronique pour découvrir une quantité importante de problèmes faisant appel à la loi d'Ohm et aux rapports de puissance. Considérons un des exemples les plus courants, celui des lampes à incandescence utilisées dans des circuits à tension constante (la tension du réseau électrique) pour l'éclairage des maisons et des ateliers, dont les caractéristiques sont exprimées en volts et en watts. Combien de courant consomment-elles? Quelle est leur résistance? Si elles sont de forte luminosité, elles peuvent consommer plusieurs ampères, tandis que si elles sont de faible puissance elles ne consommeront qu'une fraction d'ampère. Pour être précis, la consommation de courant d'une lampe de 100 watts, 120 volts, peut être facilement calculée en utilisant la formule

$$I = \frac{P}{E} = \frac{100}{120} = 0{,}833 \text{ ampère}$$

et la résistance d'une telle lampe, pendant son fonctionnement, peut être calculée en substituant la valeur de l'intensité et de la tension dans la formule

$$I = E : R$$

et en la résolvant par rapport à R, ce qui donne:

$$R = \frac{E}{I} = \frac{120}{0{,}833} = 14{,}4 \text{ ohms}$$

Nous en déduisons qu'une lampe de 100 watts, 120 volts, consomme 0,833 ampère et a une résistance, à chaud, de 144 ohms. Quel sera le coût de l'éclairage fourni par cette lampe pendant quatre heures tous les soirs, pour 30 jours, à 0,32 F le kilowatt-heure ? Le calcul ci-dessous nous le fait savoir:

$$\text{kilowatts heure total} = Pt = \frac{100 \cdot 4 \cdot 30}{1.000} = 12$$

$$\text{Coût total} = 32 \cdot 12 = 3{,}84 \text{ F.}$$

Dans l'opération ci-dessus (et dans celle qui suit), la puissance est exprimée en kilowatts, au lieu de watts, pour cette raison l'opération comporte une division par 1.000 (un kilowatt = 1.000 watts) c'est la raison de la présence du nombre 1.000 au dénominateur de la fraction.

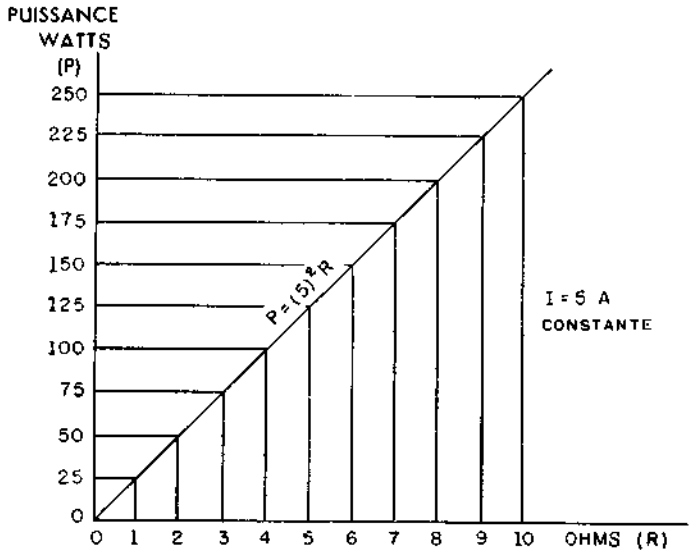


Fig. 11 - Rapport entre puissance (watt) et résistance (ohm), pour un courant constant d'une intensité de 5 ampères. Nous voyons que la puissance varie directement avec la résistance. Le graphique met en évidence la relation linéaire dans un circuit à courant constant. Dans l'exemple la résistance (portée sur l'axe X horizontal) est augmentée progressivement de 1 ohm. On lit la puissance sur l'axe Y vertical.

Considérons maintenant le coût de fonctionnement d'un conditionneur d'air fonctionnant sur 120 volts avec une consommation de 9,4 ampères, pendant 10 heures par jour, pendant 30 jours.

La puissance en kilowatts sera de:

$$P = \frac{E \cdot I}{1.000} = \frac{120 \cdot 9,4}{1.000} = 1,128 \text{ kW}$$

La consommation mensuelle sera de 1, 128 × 30 × 10 = 338,4 kW/h et au prix de 0,32 F le kW/h on a 338,4 × 0,32 = 108,288 F.

Les cuisinières électriques, pour usage domestique, nécessitent des lignes d'alimentation spécialement prévues car leur consommation est élevée; elle peut atteindre, par exemple, 7,5 kW sous 220 volts lorsque toutes les plaques fonctionnent.

La consommation de courant est calculée comme suit:

$$I = \frac{P}{E} = \frac{7.500}{220} = 34 \text{ ampères}$$

Etant donné que la plupart des compteurs à usages domestiques ne permettent pas le passage d'intensités supérieures à 20 ampères, l'emploi d'une charge consommant 34 ampères nécessite, évidemment, l'installation d'une ligne spéciale. Il est important de noter, en outre, que l'alimentation sous une tension de 220 volts au lieu de 110 volts, permet d'employer des conducteurs de plus faible section puisque, pour une puissance donnée, l'intensité d'un courant est inversement proportionnelle à la tension. Ainsi, la même cuisinière alimentée sous 110 volts consommerait 68 ampères au lieu de 34.

Pour éclaircir encore mieux le rapport inverse entre l'intensité et la tension, pour une puissance donnée, calculons la consommation d'une lampe de 100 watts alimentée sous 6 volts; elle est donnée par:

$$I = P : E = 100 : 6 = 16,6 \text{ ampères}$$

Ainsi elle demandera 20 fois plus d'intensité qu'une lampe de 100 watts alimentée sous 120 volts, laquelle nous l'avons vu, était de 0,833 ampère.

Il est extrêmement important que les lampes à incandescence soient alimentées sous leurs tensions correctes car toute augmentation de tension, même momentanée, entraînerait une diminution notable de la durée de vie. Par exemple, l'augmentation de la tension d'alimentation d'une lampe de 110 à 140 volts, pour une lampe de 110 volts - 25 watts - provoquera une augmentation de l'intensité de:

$$\frac{25}{110} = 0,228 \text{ A. à } \frac{140}{110} \cdot 0,228 = 0,293 \text{ ampère}$$

et comme la puissance dissipée varie en fonction du carré de la tension appliquée, le fait d'augmenter la tension de 110 à 140 volts, augmentera la puissance de:

$$\frac{(140)^2}{(110)^2} = 1,62 \text{ fois}$$

dans ce cas le filament de la lampe se consumera en peu de temps.

On peut encore, à titre d'exemple pour l'application des formules dérivées de la loi d'Ohm, calculer la résistance d'un fer à repasser alimenté sous 120 volts et ayant une puissance de 1 000 watts.

Calculons d'abord l'intensité du courant:

$$I = P : E = 1.000 : 120 = 8,33 \text{ ampères}$$

La résistance à chaud peut être trouvée en appliquant l'équation:

$$R = \frac{E}{I} = \frac{120}{8,33} = 14,4 \text{ ohms}$$

La résistance peut être trouvée également en employant l'autre formule, celle qui se réfère à la puissance:

$$R = \frac{E^2}{P} = \frac{(120)^2}{1.000} = 14,4 \text{ ohms}$$

L'équation à employer dépend des valeurs connues et de celles que l'on désire calculer. Calculons, par exemple, l'énergie totale en watts-heure fournie par une batterie d'accumulateurs de 12 volts donnant un courant

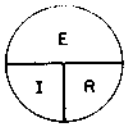


Fig. 12 - Ici on représente un système graphique très commode pour aider dans l'application de la loi d'Ohm. On a comme on le voit un cercle contenant les 3 facteurs (tension: E, courant: I, résistance: R). Le lecteur peut le reproduire tel quel sur un carton, de façon à s'en servir à l'atelier, jusqu'au moment où il aura appris par coeur la loi d'Ohm qui est d'ailleurs très facile à retenir.

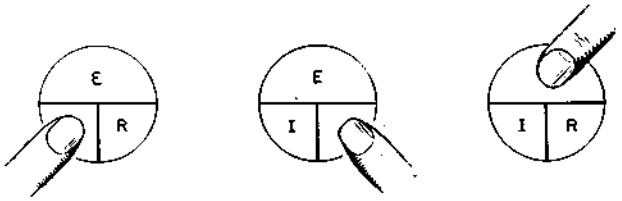


Fig. 12 bis - Voici la façon d'utiliser le cercle représenté dans la figure 12. Pour connaître la relation entre la grandeur E et R, il suffit de couvrir avec le doigt la grandeur inconnue, dans ce cas I, et on verra alors que nous obtenons I par le quotient E:R. De même, pour trouver R on couvre celui-ci et on voit qu'on l'obtient en divisant E par I. Enfin pour obtenir la tension E on couvre la lettre et on a alors le produit I par R. En d'autres termes il suffit de couvrir avec le doigt la grandeur inconnue et observer la position réciproque des 2 autres.

de 10 ampères pendant dix heures.

Puisque $W = E\,I\,t$ on a

$$W = 12 \cdot 10 \cdot 10 = 1.200 \text{ watts-heure.}$$

Le rapport entre ampère, volt et heure donne l'énergie en watts/heure, et dans cet exemple, la batterie peut fournir une énergie électrique équivalente à 1.200 watts-heure, soit 1,2 kilowatt/heure.

Au moyen des formules déjà vues, on peut résoudre le problème suivant, entre autres: étant donné une résistance de 100 ohms, 500 watts, branchée de telle sorte qu'elle dissipe la puissance pour laquelle elle est prévue, calculer la tension à ses bornes et l'intensité du courant qui la traverse.

L'équation $P = E^2 : R$ peut être résolue par rapport à la tension en fonction de la puissance et de la résistance; on a:

$$E = \sqrt{PR} = \sqrt{500 \cdot 100} = 224 \text{ volts}$$

Ainsi une charge de 500 watts, 100 ohms, aura à ses bornes une tension de 224 volts.

Le courant qui la traverse peut être calculé de la façon suivante:

$$I = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{500}{100}} = \sqrt{5} = 2{,}24 \text{ volts}$$

Les valeurs ainsi obtenues peuvent être vérifiées en les utilisant pour calculer la puissance qui est connue; on doit trouver la même valeur de la façon suivante:

$$P = I^2 R = (2{,}24)^2 \cdot 100 = 500 \text{ watts}$$

Il en est de même pour la résistance qui peut être ainsi calculée:

$$R = \frac{E}{I} = \frac{224}{2{,}24} = 100 \text{ ohms}$$

Il est nécessaire que le lecteur prenne l'habitude de vérifier ses calculs en utilisant à cet effet, deux ou plusieurs équations pour obtenir le même résultat: en fait, deux moyens sont toujours préférables à un seul pour obtenir un même résultat, car ils évitent les erreurs qui peuvent se produire dans le cas où l'on utilise toujours le même mode de calcul.

L'intensité du courant et la tension sont des facteurs très importants du fonctionnement des moteurs électriques. Calculons la puissance dissipée par un moteur industriel qui absorbe 125 ampères sous 600 volts c.c.

Puisque $P = E \times I$ on a $600 \times 125 = 75.000$ watts.

Cette puissance peut être exprimée en chevaux-vapeur (CV) ou chevaux (HP) et donne:

1 HP = 746 watts, on aura donc 75.000 : 746 = 100.2 HP
1 CV = 736 watts, ce qui donne 75.000 : 736 = 101,9 CV.

Si la charge effective nécessite une puissance constante en HP, le courant variera d'une manière inversement proportionnelle à la tension. Supposons, par exemple, que la tension tombe de 600 à 450 volts: dans ce cas, l'intensité du courant nécessaire pour maintenir la puissance constante sera:

$$I = \frac{P}{E} = \frac{75.000}{450} = 166 \text{ ampères}$$

ce qui représente une augmentation de 41 ampères, soit de 38,8% du courant normal, qui pourra provoquer un échauffement du moteur. Un tel phénomène est très important dans le cas des moteurs et de toutes les machines rotatives en général: exemple dans lequel la résistance effective de la charge varie en fonction du carré de la tension appliquée ($R = E^2 : P$).

La résistance présentée au courant par le moteur avec une tension de 600 volts est de:

$$R = \frac{E}{I} = \frac{600}{125} = 4{,}8 \text{ ohms}$$

et quand la tension tombe à 450 volts, elle-même descend à

$$\frac{450}{166} = 2{,}7 \text{ ohms}$$

La résistance effective à 600 volts peut être contrôlée par l'équation suivante:

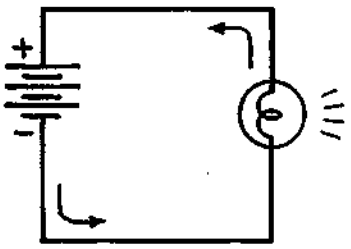


Fig. 13 - Un circuit peut comporter plusieurs variables: dans le filament d'une lampe, par exemple, l'intensité du courant n'est pas exactement proportionnelle à la tension, car la résistance varie avec la température. Dans ce cas, on ne peut pas appliquer directement la loi d'Ohm.

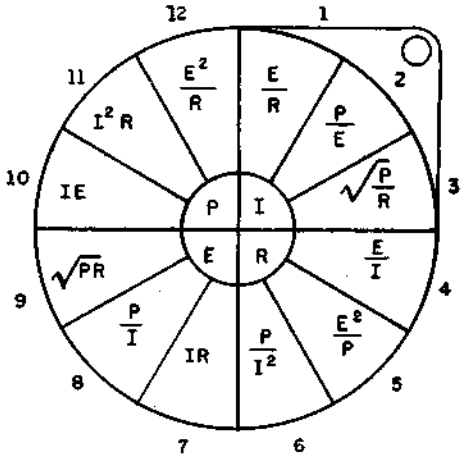


Fig. 14 - Représentation graphique des formules relatives aux grandeurs I, E, R, et P. Chacune d'elles peut être déterminée en connaissant au moins deux autres. Le disque, que l'on peut recopier pour l'avoir toujours à portée de la main est divisé en quatre secteurs contenant chacun trois formules permettant de trouver la grandeur inscrite dans le cercle central. Par exemple: I (intensité) est donnée par E : R, ou par P : E ou, encore, par $\sqrt{P : R}$.

$$P = \frac{E^2}{R}$$

dans laquelle les valeurs réelles de E et de P sont remplacées comme suit après avoir transformé la formule pour la résoudre par rapport à R:

$$R = \frac{E^2}{P} = \frac{(600)^2}{75.000} = 4{,}8 \text{ ohms}$$

En effectuant la même vérification pour une tension de 450 volts, on obtient encore la valeur de 2,7 ohms.

Cette tendance qu'ont les moteurs à demander une plus grande intensité de courant quand la tension diminue, ne se manifeste pas dans le cas d'autres charges électriques, comme par exemple, les résistances, les appareils de chauffage, les lampes d'éclairage, etc... Le phénomène décrit plus haut ne doit donc pas être considéré comme général, mais au contraire particulier au cas considéré.

L'emploi des formules très simples, équations comportant trois lettres, discutées dans cette leçon, ne présente pas de grandes difficultés, bien qu'elles puissent gêner, quelquefois, un lecteur n'ayant aucune connaissance en mathématiques. Il s'apercevra souvent, dans la pratique, que même pour des circuits très simples, il pourra se trouver en présence, non pas d'une seule, mais de plusieurs variables.

Par exemple, selon la loi d'Ohm, le courant qui passe dans un circuit est directement proportionnel à la tension appliquée, toutefois, dans certains cas (par exemple pour une lampe électrique à incandescence - **figure 13**) l'augmentation de l'intensité ne sera pas proportionnelle à celle de la tension. Un tel phénomène ne s'explique que par le fait que le tungstène (métal servant à confectionner le filament des lampes), augmente de résistance lorsque sa température augmente. Par suite, une augmentation de la tension d'alimentation du filament provoque une augmentation de l'intensité absorbée et par suite, de la température, laquelle à son tour, fait augmenter la résistance. Dans ce cas, le circuit comporte deux variables, la tension et la résistance, au lieu d'une seule, la tension.

Par exemple, si dans le cas ci-dessus, la tension d'origine est de 110 volts et la résistance de 120 ohms, l'intensité du courant sera de:

$$I = E : R = 110 . 120 = 0{,}917 \text{ ampère}$$

Si maintenant, la tension passe à 132 volts et la résistance à 130 ohms, l'intensité du courant sera de:

$$I = 132 : 130 = 1{,}015 \text{ ampère}$$

L'augmentation de tension est de 132 — 110 = 22 volts et le pourcentage d'augmentation est de:

$$\frac{22 \cdot 100}{110} = 20\%$$

L'accroissement de résistance, par contre, s'élève à 130 — 120 = 10 ohms, correspondant à un pourcentage de 8,33% et enfin, l'intensité du courant aura augmenté de 1,015 — 0,917 = 0,098 ampère, soit 10,7%. On en déduit qu'à une augmentation de tension de 20% correspond une augmentation de l'intensité de seulement 10,7%. Si la tension avait été la seule quantité variable, l'intensité aurait subi une augmentation proportionnelle, soit 20%. Dans notre cas par contre, les variations ne sont pas proportionnelles.

Les équations étudiées jusqu'à présent ne suffisent pas, à elles seules, à nous faire connaître le fonctionnement du circuit; toutefois, elles nous apprennent les relations numériques existant entre volts, ampères, ohms et watts et, dans ces limites, contribuent à donner au lecteur des connaissances de base indispensables.

La **figure 14**, représentant un cercle divisé en 12 secteurs, donne une représentation synoptique des combinaisons de ces équations, qui sont placées en ordre progressif, du 1er au 12ème secteur, en suivant l'ordre adopté dans nos explications théoriques.

Il convient toutefois de ne pas oublier que cette figure ne peut suppléer aux connaissances nécessaires pour trouver, par le seul raisonnement, les diverses transformations des formules de base; elle peut simplement servir à trouver rapidement un élément inconnu en fonction des autres.

Leçon n° 11

PILES et ACCUMULATEURS

Il existe divers moyens pour produire une tension électrique:

1) Chimiquement, en insérant par exemple, deux électrodes, une de charbon et une de zinc, dans une solution d'acide sulfurique et d'eau.
2) Mécaniquement, en faisant passer un conducteur à travers un champ magnétique, de telle sorte qu'il coupe les lignes de force.
3) Par frottement, cela se produit quand on frotte un bâton d'ébonite sur un chiffon de laine.
4) En chauffant un couple constitué par deux métaux différents, comme par exemple le cuivre et le fer.
5) Par l'effet piézoélectrique, propre à certains cristaux qui produisent des charges électriques quand ils sont soumis à des actions mécaniques.
6) Enfin, par l'effet photo - voltaïque, par lequel une tension électrique est produite lorsque des rayons lumineux frappent une substance spéciale, telle que par exemple, l'oxyde de cuivre, et le sélénium.

Les deux premiers moyens permettent, respectivement, la construction de batteries et de générateurs; le troisième est employé dans la construction de générateurs d'électricité statique à haute tension; le quatrième est utilisé dans les dispositifs appelés *thermocouples* destinés à la mesure des températures; le cinquième permet la production des microphones à cristal et des lecteurs phonographiques. Le sixième est employé dans les appareils servant à la mesure de l'intensité lumineuse (*cellules photo-électriques*).

Nous étudierons, dans le pages suivantes, les procédés plus spécialement utilisés dans les applications radioélectriques en nous arrêtant longuement, dans cette leçon, sur les moyens chimiques (cellule primaire: pile et cellule secondaire: accumulateur). Les autres systèmes feront l'objet d'une étude détaillée dans les prochaines leçons.

Piles et accumulateurs ont eu, dans le passé, une très grande importance en radio. Puisque les récepteurs avaient besoin d'une « alimentation » en courant, particulièrement pour les lampes (nous verrons pourquoi plus loin), et que l'on ne disposait, alors, d'aucun autre moyen pour produire les tensions nécessaires, il fut longtemps indispensable de recourir à ces sources chimiques, jusqu'au jour où l'on réussit à utiliser — d'une manière pratique — le réseau de distribution électrique.

De nos jours, piles et accumulateurs — après une longue éclipse — sont à nouveau utilisés en radio, en raison des applications toujours plus nombreuses des « transistors », nouveaux organes amplificateurs remplaçant les lampes, qui, à différence de ces dernières, ne nécessitent qu'une faible énergie pour leur fonctionnement, rendant ainsi possible et même avantageux, sous plusieurs points de vue, l'emploi de batteries dont les dimensions ont pu être très réduites.

C'est pour cela que nous consacrerons les pages suivantes aux piles et accumulateurs, qui — développés et perfectionnés — sont à nouveau destinés à jouer un rôle important dans la technique radioélectrique.

CELLULES VOLTAIQUES

Lorsque deux éléments différents — par exemple le charbon et le zinc (ou le cuivre et le zinc) — sont plongés dans une solution d'acide sulfurique et d'eau, l'acide attaque le zinc plus rapidement qu'il ne le fait pour le charbon et, entre les deux éléments, apparaît une *différence de potentiel*.

Ceci constitue une **cellule voltaïque** dont la fonction est de convertir l'énergie chimique en énergie électrique.

Ces éléments sont appelés **électrodes** et la solution acide prend le nom d'**électrolyte**. Si ces éléments doivent être remplacés, parce qu'épuisés au terme de leur durée, la cellule est dite **primaire**, tandis que s'ils peuvent être rendus à leur état naturel par une recharge au moyen d'une source externe de courant électrique elle est dite **secondaire**.

CELLULES PRIMAIRES

La cellule décrite ci-dessus est du type primaire.

Si l'on relie un conducteur externe aux électrodes, les électrons circuleront du zinc (négatif) au charbon (positif) à travers le conducteur, grâce à la différence de potentiel et retourneront enfin, au zinc à travers la solution. Après un certain temps, l'électrode en zinc sera rongée par l'action corrosive de l'acide. Si l'électrode négative est entourée d'oxygène, elle s'oxyde comme un combustible et — sous cet aspect — la cellule se comporte un peu comme un fourneau chimique dans lequel, l'énergie produite par le zinc se transforme en énergie électrique au lieu de se dissiper en chaleur.

La **figure 1** montre un exemple très simple de cellule primaire, laquelle est constituée par deux électrodes (charbon et zinc) et par un récipient contenant une

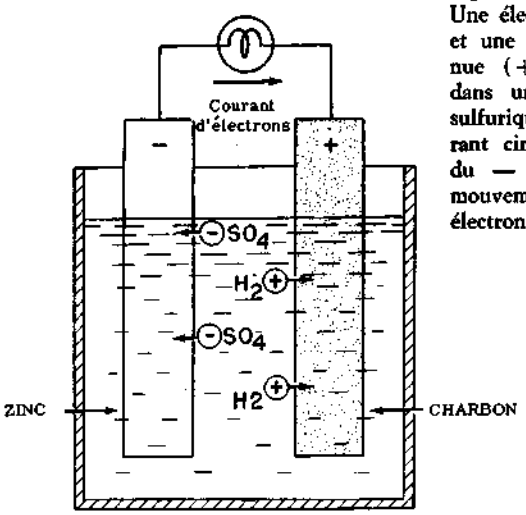


Fig. 1 - Cellule primaire. Une électrode en zinc (—) et une en charbon de cornue (+) sont immergées dans une solution d'acide sulfurique et d'eau. Le courant circule extérieurement du — au +, suivant le mouvement effectué par les électrons.

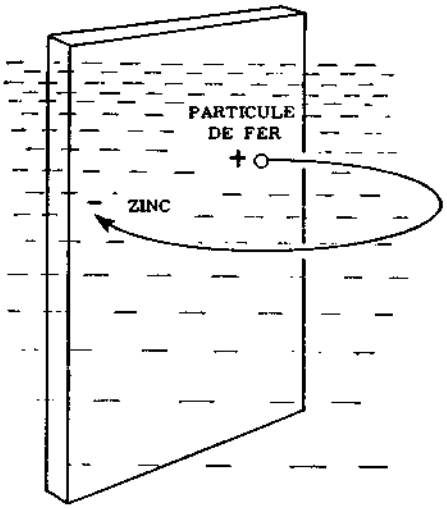


Fig. 2 - Une particule de Fer (impureté) contenue dans l'électrode de Zinc forme avec elle une cellule minuscule dont l'activité continue même lorsque le circuit extérieur est coupé.

solution diluée d'acide sulfurique (H^2SO^4) et d'eau (H^2O). La tension entre les deux électrodes est fonction des matériaux qui les composent, et de la nature de la solution. La différence de potentiel entre une électrode de charbon et une de zinc dans une solution diluée d'acide et d'eau, est de l'ordre de 1,5 volt; elle n'excède jamais 2 volts dans la plupart des cellules primaires.

L'intensité du courant qui peut être fourni par une pile primaire, dépend de la résistance du circuit tout entier — y compris celle de la pile même — laquelle dépend à son tour, des dimensions de ses électrodes, de leur distance relative, ainsi que de la résistance de la solution. Plus grande est la surface des électrodes, plus petite est la distance entre elles (pourvu qu'elles ne se touchent pas), et plus faible sera la résistance interne, plus élevée sera l'intensité du courant que pourra fournir la pile.

Comportement à la décharge

Quand le courant passe dans une cellule, le zinc est peu à peu dissous dans la solution et celle-ci se neutralise; on utilise parfois, une équation pour montrer l'action chimique qui se produit. Les symboles employés dans cette équation représentent les éléments employés: soit, C pour le charbon, et Zn pour le zinc. L'équation est quantitative; en effet elle établit une relation entre les quantités des éléments en présence avant et après l'oxydation du zinc.

Comme nous le savons, toute la matière est composée d'atomes et de molécules et, tandis que les premiers sont les plus petites parties d'un corps simple, les secondes sont les parties les plus petites des corps composés. Ceux-ci sont des combinaisons chimiques de deux ou de plusieurs éléments et leurs caractéristiques physiques sont différentes de celles des corps simples entrant dans leur composition. Par exemple, une molécule d'eau, H^2O, est formée de deux atomes d'hydrogène, H^2, et d'un atome d'oxygène, O. Normalement, l'oxygène et l'hydrogène sont des gaz, mais quand ils sont combinés entre eux en proportion convenable, ils forment de l'eau, c'est-à-dire un liquide. Par contre, l'acide sulfurique H^2SO^4 et l'eau H^2O forment un mélange (non pas une substance) et cela signifie que la constitution propre aux deux liquides demeure inaltérée, quand ils sont mélangés en solution.

Quand un courant passe dans une pile primaire comprenant une électrode de charbon, une de zinc et une solution d'acide sulfurique et d'eau, la réaction qui se produit peut être exprimée de la façon suivante:

$$Zn + H_2SO_4 + H_2O \xrightarrow[\text{décharge}]{} ZnSO_4 + H_2O + H_2$$

Une telle expression montre dès que le courant commence à passer, qu'une molécule de zinc se combine avec une molécule d'acide pour former une molécule de sulfate de zinc ($Zn\,SO^4$) et une molécule d'hydrogène (H^2). Le sulfate de zinc se dissout dans la solution, tandis que l'hydrogène se dégage sous forme de bulles gazeuses autour de l'électrode de charbon. Si le courant continue à passer, l'électrode de zinc sera peu à peu rongée, tandis que la solution se transformera en une autre solution constituée par du sulfate de zinc et de l'eau.

L'électrode de charbon ne prend pas part à la réaction chimique qui se produit; elle se borne à être un moyen de passage pour le courant lui-même.

Pendant le processus d'oxydation du zinc, la solution se divise en ions positifs et négatifs qui se déplacent en directions opposées (voir figure 1). Les ions positifs sont formés d'hydrogène et ils apparaissent à proximité de l'électrode de charbon (pôle positif). Ils sont dirigés vers cette électrode par l'attraction qu'exercent sur eux les électrons libres du zinc qui retournent à la cellule à travers la charge externe et l'électrode positive en question.

Les ions négatifs sont formés de sulfate de zinc et apparaissent à proximité de l'électrode négative en zinc.

Les ions positifs de zinc se mêlent à la solution autour de l'électrode en zinc et se combinent avec les négatifs SO^4 pour former le sulfate de zinc, substance grisâtre qui se dissout immédiatement dans l'eau.

En même temps les ions positifs et négatifs se dirigent dans des directions opposées dans la solution les électrons se déplaçant vers le circuit externe en partant

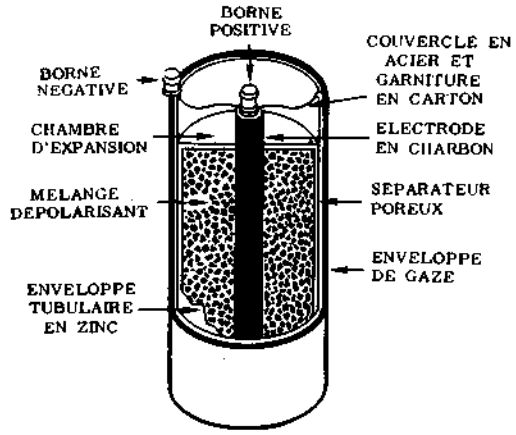


Fig. 3 - Pile Leclanché. L'électrolyte est sous forme de pâte épaisse ne pouvant se verser si l'on retourne l'élément. La tension est de 1,5 volt, et l'intensité débitée varie selon la résistance de la charge et les dimensions de la pile.

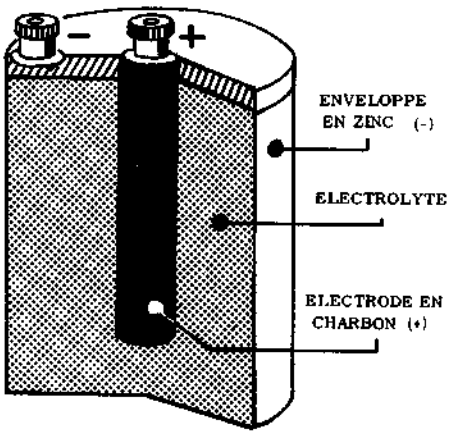


Fig. 3 bis - Voici un autre dessin en section de la structure intérieure d'une pile sèche classique. Souvent l'électrode en charbon est entourée d'une substance riche en oxygène (par exemple, le bi-oxyde de manganèse).

de la borne négative (zinc) pour rejoindre la borne positive (charbon) à travers la charge.

Quand le zinc est épuisé, la tension de la pile tombe à zéro et la différence de potentiel présente entre le charbon et le sulfate de zinc en solution dans l'eau est extrêmement faible.

Polarisation — La réaction chimique se produisant dans la pile (figure 1) pendant que le courant passe, donne naissance à des bulles d'hydrogène qui se forment en grand nombre sur la surface de l'électrode positive en charbon jusqu'à ce que celle-ci soit complètement recouverte. Ce phénomène s'appelle la **polarisation.** Certaines, parmi ces bulles, montent à la surface du liquide et se diffusent dans l'air; toutefois un grand nombre d'entre elles restent sur l'électrode qu'elles arrivent à recouvrir complètement, empêchant, ainsi, la formation d'autres bulles.

L'hydrogène tend à produire une force électro-motrice en sens opposé à celle de la pile, augmentant ainsi la résistance interne effective, ce qui a pour effet de réduire le courant et, par suite, la tension.

Une pile fortement polarisée ne produit pratiquement plus aucun courant. Il existe divers moyens pour éviter cette polarisation et pour y remédier dans le cas où elle se produit: le plus simple consiste à retirer l'électrode de charbon, de temps en temps, et à la nettoyer pour la débarrasser des bulles d'hydrogène; en procédant de la sorte, la tension et l'intensité du courant redeviennent normales dès que l'électrode est replongée dans l'électrolyte. Ce procédé est évidemment peu pratique car dans une cellule voltaïque simple la polarisation se produit rapidement et d'une manière continuelle.

Dans une réalisation pratique de ce type de pile — appelée **pile sèche** — on entoure l'électrode en charbon d'une substance riche en oxygène, lequel se combine avec l'hydrogène, dégagé pendant le fonctionnement, pour former de l'eau. Un des meilleurs dépolarisants connus est le bi-oxyde de manganèse ($Mn\ O_2$) qui fournit de l'oxygène en quantité suffisante pour se combiner avec l'hydrogène dégagé, de telle sorte que la pile est pratiquement exempte de polarisation.

Action locale — Quand le circuit extérieur à la pile est ouvert, le courant cesse de passer et, théoriquement, le processus chimique se trouve arrêté. Toutefois, parce que le zinc du commerce contient diverses impuretés — comme, par exemple, du fer, du charbon, du plomb et de l'arsenic — celles-ci forment des cellules au sein de l'électrode de zinc même et le courant passe entre le zinc et ses impuretés. Pour cette raison, le zinc s'oxyde bien que le circuit de la pile reste ouvert: une telle corrosion à circuit ouvert s'appelle **action ou effet local.** Supposons par exemple, qu'une petite cellule locale se trouve sur une plaque de zinc contenant une impureté de fer, comme illustré sur la **figure 2.** Les électrons passeront entre le zinc et le fer, et la solution qui se trouve autour des impuretés sera ionisée. Les ions négatifs SO^4 se combineront avec les ions positifs Zn pour former Zn SO^4, et le zinc sera rongé.

Cette action locale peut être combattue (1) en employant du zinc très pur (ce qui est très peu pratique), (2) en recouvrant le zinc par du mercure, ou encore (3) en ajoutant un petit pourcentage de mercure au zinc, lors de sa fabrication.

Le traitement du zinc par le mercure consiste à former un amalgame de zinc. Parce que le poids du mercure est 13,6 fois plus élevé que celui de l'eau, les petites parcelles d'impuretés — qui ont un poids relatif inférieur à celui du mercure — monteront à la surface de celui-ci et se détacheront de la surface du zinc, ce qui permettra d'éviter l'effet local. Le mercure étant très difficilement attaqué par l'acide, son action sur les impuretés continuera tout au long du fonctionnement de la pile, les contraignant, ainsi, à abandonner la surface du zinc et à remonter à la surface. Tout ceci augmente considérablement la durée de la pile.

Divers types de piles

Il existe deux types de piles primaires: la **pile liquide** et la **pile sèche** et, bien que dans le passé les piles du premier type aient été employées, elles sont complètement abandonnées de nos jours au profit de celles du deuxième type qui sont d'un emploi plus facile.

Pile Leclanché — La pile sèche (appelée également

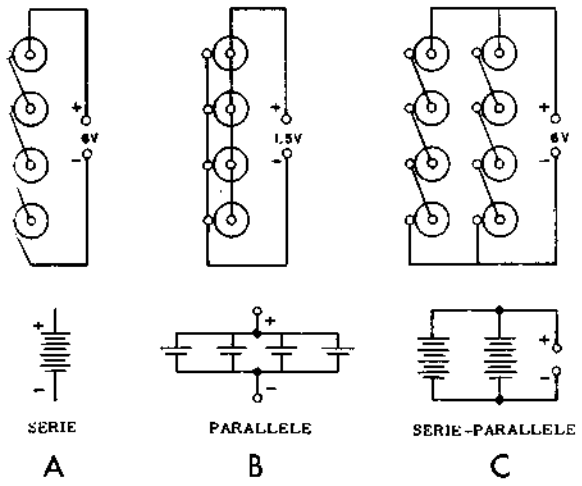


Fig. 4 - Les cellules peuvent être réunies en série (A), en parallèle (B) ou en série-parallèle (C). De cette façon on augmente la tension, l'intensité du courant ou toutes deux.

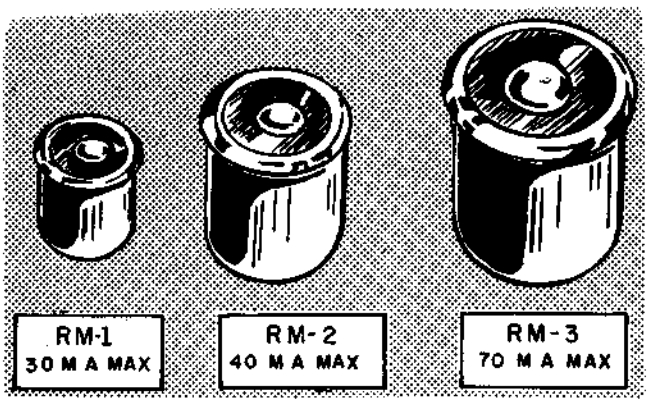


Fig. 5 - Cellules au mercure dites « RM ». Elles donnent une tension constante de 1,25 volt environ, jusqu'à complète décharge. Elles peuvent supporter les climats tropicaux et une forte humidité. Elles sont très petites et la figure en représente certains modèles en grandeur naturelle.

pile Leclanché) contient évidemment une solution (électrolyte), mais le terme « sèche » signifie qu'elle est fabriquée de telle façon que cette solution ne peut couler.

L'électrolyte se présente en effet, sous la forme d'une pâte et la pile est scellée de telle sorte que le liquide ne puisse sortir. La **figure 3** montre en coupe, un type courant de pile sèche. Le récipient, normalement en zinc forme l'électrode négative: il est recouvert à l'intérieur d'une couche de papier absorbant qui empêche tout contact avec l'électrode positive constituée par un bâtonnet de charbon de cornue placé au centre de la pile. L'électrode positive est entourée d'une pâte formée de charbon, de bioxyde de manganèse, de chlorure d'ammonium et de chlorure de zinc, avec laquelle elle est en contact direct. Cette pâte est humidifiée par de l'eau et si celle-ci s'évapore, la pile devient inactive.

La force électromotrice de ce type de pile dépend des substances utilisées; elle est de l'ordre de 1,5 volt, et indépendante de la dimension de la pile la plus petite donnant exactement, en circuit ouvert, la même tension que la plus grande.

Les batteries de piles sèches conviennent particulièrement aux appareils fonctionnant de manière intermittente tels que, par exemple, les lampes portatives, les appareils de mesure portatifs, les émetteurs et récepteurs de radio portatifs et les petits moteurs à courant continu. Si, par contre, on exige un fort courant pendant un temps assez long, la pile se polarise, la tension décroît et la pile se trouvera rapidement déchargée. Toutefois, si la pile demeure inactive pendant un certain temps, elle se dépolarise et la tension reprend sa valeur normale.

De nombreux dispositifs électriques ou électroniques demandent une tension ou une intensité plus grande que celle que peut fournir un seul élément de pile. Il est alors nécessaire de relier ensemble plusieurs éléments pour augmenter l'intensité ou la tension, ou les deux à la fois. Un ensemble constitué de plusieurs éléments constitue une **batterie,** et le moyen selon lequel ils sont reliés les uns aux autres dépend du résultat à obtenir: **en les reliant en série, on augmente la tension, en les reliant en parallèle on augmente l'intensité disponible.**

La **figure 4** montre les divers ensembles formés par des piles sèches en série, en parallèle et en série-parallèle ainsi que les symboles correspondant à ces divers montages.

Pour relier **en série** plusieurs cellules et additionner ainsi, leurs propres tensions, il faut que **le pôle positif de l'une soit relié au pôle négatif de la suivante,** laissant ainsi libres le pôle négatif de la première et le pôle positif de la dernière comme on peut le voir sur la figure 4 - **A**. La tension totale de la batterie ainsi formée est égale à la somme des tensions individuelles des piles. Certaines batteries comportent 15 ou 30 ou 45 cellules en série pour avoir respectivement, des tensions de 22,5, de 45 ou de 67,5 V.

L'intensité du courant, fournie par une batterie de piles en série, **est égale à celle que peut fournir un seul élément.**

Les cellules peuvent également être branchées **en parallèle,** en reliant **entre eux tous les pôles négatifs et tous les pôles positifs** afin d'obtenir un seul négatif et un seul positif, comme illustré par la figure 4-**B**. Dans ce cas, tandis que **l'intensité du courant que peut fournir la batterie est égale à la somme des intensités** pouvant être fournies par chacun des éléments, **la tension totale est égale à la tension produite par un élément unique.** Il importe de souligner que, pour un tel branchement, il faut que toutes les cellules aient la même tension et la même résistance interne; dans le cas contraire en effet, celle ayant la plus forte tension et la plus faible résistance interne contraindrait le courant à passer dans celle ayant une tension inférieure qui supporterait alors, toute la charge.

On peut également, relier les piles en série-parallèle comme le montre la figure 4-**C**. Les piles de chacun des groupes sont reliées en série entre elles, tandis que les deux groupes sont branchés entre eux en parallèle. Un tel système, dans le cas illustré, porte la tension totale au quadruple des tensions individuelles et l'intensité du courant au double.

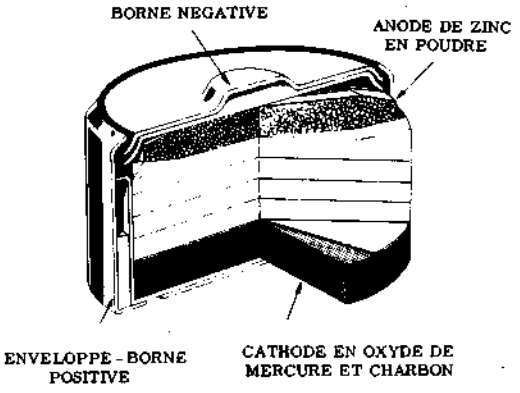


Fig. 5 bis - Pile sèche du type RM vue en section. Ces piles sont utilisées principalement dans les émetteurs-récepteurs portatifs et autres petits appareils électroniques.

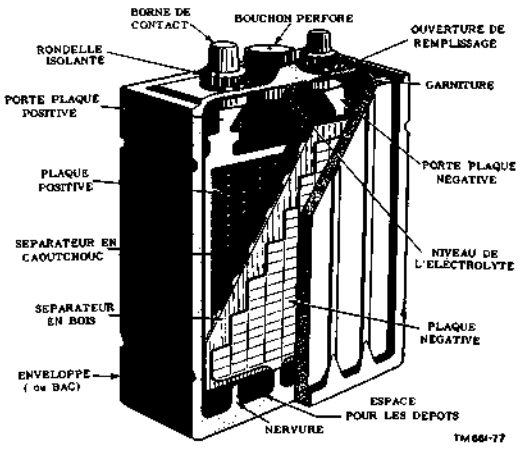


Fig. 6 - Coupe d'un accumulateur au plomb et les diverses parties le composant.

Batterie sèche du type RM — Au cours de ces dernières années, la nécessité de posséder une pile sèche pouvant supporter les climats tropicaux et une forte humidité, a conduit au développement de la pile RM, appelée également « Ruben » et « Mercury ».

Il s'agit d'une pile de fabrication plus onéreuse que celles du type précédent, mais présentant l'avantage de produire un courant de quatre à sept fois supérieur et de donner une tension plus constante. La pile RM se présente sous la forme d'un cylindre de 8 à 25 mm de diamètre et d'une hauteur de 3 à 15 mm (**figure 5**).

Le courant électrique de la pile RM est produit par une réaction chimique entre le zinc et l'oxyde de mercure. L'électrode positive est constituée par un mélange d'oxyde de mercure et de charbon contenu dans un récipient en fer, tandis que l'électrode négative est formée d'un disque de zinc placé au centre du récipient. L'électrolyte est une solution d'hydroxyde de potasse. La tension en circuit ouvert, est de 1,34 volt, elle descend en charge à une valeur comprise entre 1,31 et 1,24 volt et — bien que la tension en présence d'une charge soit inférieure de 0,2 volt à celle d'une pile sèche classique — la pile RM garde une tension pratiquement constante pendant toute sa durée. On les utilise principalement dans les émetteurs-récepteurs portatifs et autres petits appareils électroniques.

CELLULES SECONDAIRES

Comme nous l'avons dit précédemment, on entend par cellule secondaire, une cellule dont les éléments peuvent être ramenés à leur état initial en la rechargeant au moyen d'une source extérieure de courant électrique. Quand le courant de recharge passe dans la pile, en sens contraire de celui de la décharge, la solution (électrolyte) et les électrodes retournent à leur état initial. Les cellules secondaires sont utilisées en batteries (deux ou plusieurs cellules reliées entre elles) dans les automobiles, les avions, les sous-marins, etc...; ces batteries sont connues sous le nom d'**accumulateurs électriques**.

De nos jours, il existe deux types d'accumulateurs: 1) l'accumulateur au plomb, 2) l'accumulateur au fer-nickel en solution alcaline (Edison) ou au cadmium-nickel toujours en solution alcaline. Le premier type est le plus communément employé; la **figure 6** illustre un accumulateur au plomb, vu en section.

Action chimique

La nature des réactions chimiques qui se produisent dans un accumulateur au plomb est plutôt complexe, mais la brève description ci-dessous, sera suffisante pour donner une idée du cycle se manifestant durant la charge et la décharge.

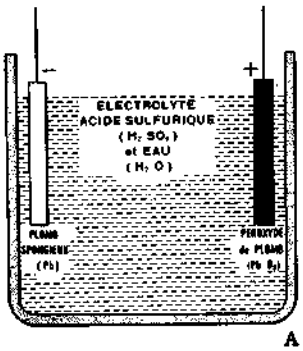
Quand la cellule est complètement chargée (**figure 7 A**), la substance active de la plaque positive est formée de péroxyde de plomb, PbO_2, et celle de la plaque négative de plomb spongieux pur, Pb.

Le poids spécifique de l'électrolyte (c'est-à-dire son poids comparé à celui d'un volume égal d'eau) est à sa valeur maximum. Dans ces conditions l'énergie chimique est, pour ainsi dire, emmagasinée. La tension en circuit ouvert (c'est-à-dire en l'absence de charge et par suite de débit) est légèrement supérieure à 2 volts.

Si, entre le pôle positif et le pôle négatif, on branche un circuit extérieur, on obtient un passage de courant provoqué par l'action chimique de l'électrolyte sur la substance active, l'énergie chimique se trouvant ainsi transformée en énergie électrique. Dans ce cas, on dit que la batterie se décharge (figure 7 **B**). L'électrolyte agit sur le plomb de la plaque négative et sur le péroxyde de plomb de la plaque positive, pour former ensemble le sulfate de plomb.

A l'état de charge, la plaque positive contient du péroxyde de plomb, PbO_2; la plaque négative est formée de plomb spongieux Pb et la solution contient de l'acide sulfurique, SO_4H_2.

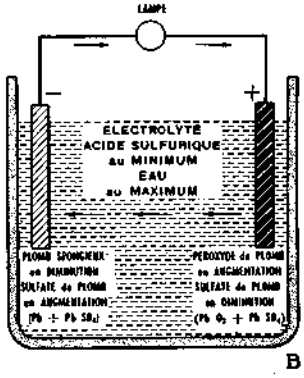
A l'état de décharge complète, les deux plaques contiennent du sulfate de plomb $PbSO_4$ et la solution est composée d'eau, H_2O. En effet, pendant la décharge, l'acide contenu dans l'électrolyte diminue progressivement étant utilisé pour produire le sulfate de plomb. Le poids spécifique de la solution diminue jusqu'au



A

CHARGE

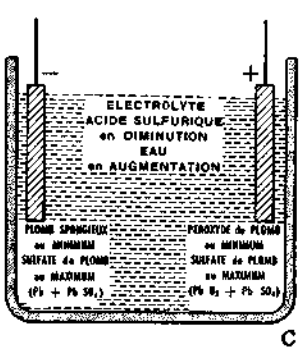
Fig. 7 A - Cellule secondaire complètement chargée: la substance active de la plaque positive est formée de péroxyde de plomb et celle de la plaque négative, de plomb spongieux pur.



B

DECHARGE

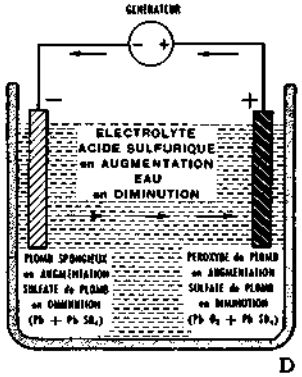
Fig. 7 B - Action de décharge de la batterie (sur une lampe) l'électrolyte agit sur le plomb (plaques négatives) et sur le péroxyde de plomb (plaques positives) pour former le sulfate de plomb.



C

DECHARGE

Fig. 7 C - Décharge complète. Les 2 plaques contiennent du sulfate de plomb et la solution est composée d'eau: la quantité de matière active transformée est telle que la cellule ne peut plus produire un courant appréciable.



D

CHARGE

Fig. 7D - Recharge. Le courant du générateur passe en sens inverse de celui produit pendant la décharge: il a pour effet de retransformer le sulfate de plomb en péroxyde de plomb spongieux.

moment où la quantité de matière active transformée en sulfate de plomb est telle que la cellule ne peut plus produire un courant appréciable pour les besoins pratiques. A ce moment, on dit que la cellule est déchargée (figure 7 - C).

La quantité d'acide sulfurique se combinant à tout instant pendant la décharge, avec les plaques étant en proportion directe avec le nombre d'ampères / heure fournis pendant la décharge (c'est-à-dire le produit de l'intensité du courant en ampères par le temps en heures), la mesure du poids spécifique de l'électrolyte permet de déterminer l'état de charge de l'accumulateur.

Si la cellule déchargée est correctement reliée à une source de courant continu — dont la tension est légèrement plus élevée que celle de la batterie — le courant passe en sens inverse de celui produit pendant la décharge et dans ce cas, on dit que la cellule est en recharge (figure 7 - D). Ce courant de charge a pour effet de retransformer le sulfate de plomb présent sur les deux plaques, en péroxyde de plomb et en plomb spongieux — c'est-à-dire à remettre la cellule dans son état initial. En même temps, l'acide est restitué à la solution électrolyte, ce qui augmente le poids spécifique de celle-ci et, quand la réaction produite par la charge est terminée, ce poids spécifique atteint sa valeur maximum: la cellule est complètement chargée et, par conséquent, prête à être de nouveau utilisée, c'est-à-dire déchargée une nouvelle fois.

Il convient de se rappeler toujours que le fait d'ajouter de l'acide sulfurique à un accumulateur déchargé n'a pas pour effet de le recharger. On augmente ainsi, simplement le poids spécifique de l'électrolyte sans pour autant, transformer le sulfate de plomb déposé sur les plaques, en matière active (plomb spongieux et péroxyde de plomb) et, par suite, sans recharger de ce fait la cellule, la dite recharge ne pouvant être obtenue qu'en faisant passer un courant en sens inverse.

Lorsqu'un accumulateur est sur le point d'être complètement chargé, l'hydrogène H_2 et l'oxygène O_2, se dégagent sous forme de gaz libérés respectivement sur l'électrode négative et sur la positive. Ceci se produit lorsque le courant de charge est plus grand que celui qui serait nécessaire pour réduire les petites quantités de sulfate de plomb encore présentes sur les plaques; le courant en excès ionise alors, l'eau de la solution.

Un tel phénomène, lorsqu'il se produit, montre que l'accumulateur a été complètement chargé.

Plaques à alvéoles

Les accumulateurs au plomb peuvent être réalisés avec des plaques de types divers, allant de celles en plomb spongieux (Planté) — **figure 8** — à celles, plus légères, comportant des alvéoles remplis de matière active (voir **figure 9**).

Le premier type nécessite de nombreuses charges et décharges successives lors de sa mise en service, pour former les plaques; le procédé est lent et coûteux. En 1881, Camille Faure apporta en France, un perfectionnement essentiel dans les méthodes de construction des accumulateurs en inventant un type de plaque à alvéoles remplis de matière active pouvant être fabriqué d'une manière beaucoup plus économique. Ce type d'accumulateur est actuellement employé universellement dans la plus grande partie des modèles portatifs. Ils sont construits avec des plaques constituées par des pastilles d'oxyde de plomb maintenues par une armature, en forme de grille, en alliage de plomb et d'antimoine dont le rôle est de maintenir en place la matière active — qui remplit les alvéoles de la grille — et de distribuer le courant, d'une manière uniforme, sur toute la surface.

Lors de la mise en service, on donne aux plaques une charge de formation. Elle se fait en les immergeant dans une solution d'électrolyte et en faisant passer un courant dans le sens convenable, de telle façon que la matière active se transforme en péroxyde de plomb, sur la plaque positive, et en plomb spongieux sur la plaque négative. Ce type de plaque est d'une formation plus facile et moins longue, son poids est inférieur à celui du type Planté qui, par contre, est plus robuste et dure plus longtemps.

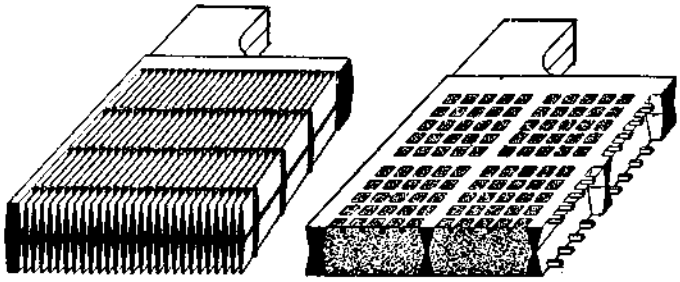


Fig. 8 - Plaque « Planté» en plomb spongieux. Elle nécessite de nombreuses charges et décharges pour former les plaques lors de sa mise en service.

Fig. 9 - Plaque avec alvéoles remplis de matière active. La fabrication est plus légère que celle du type précédent.

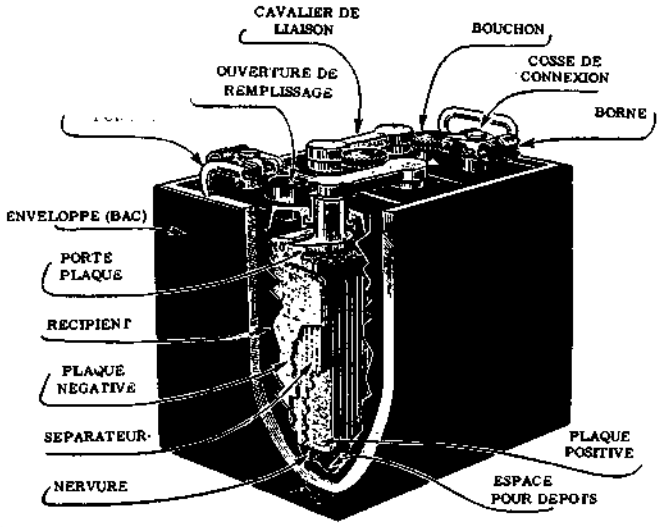


Fig. 10 - Batterie à 3 éléments: indication des diverses parties.

Eléments d'accumulateur

Les plaques peuvent être rassemblées en groupes positifs et négatifs et, lorsque de tels groupes sont réunis en un seul accumulateur (**figure 10**), celui-ci prend le nom d'**élément.**

Le nombre des plaques négatives comporte toujours une unité de plus que celui des plaques positives, de manière à ce que les deux côtés de chaque plaque positive participent à la réaction chimique. La matière active de la plaque positive augmente de volume lorsque la batterie est chargée, elle diminue quand elle est déchargée et cette augmentation comme cette contraction doivent être égales des deux côtés de la plaque pour éviter que celle-ci se déforme.

Des séparateurs en bois, en ébonite ou en verre, sont intercalés entre les plaques positives et négatives pour éviter tout contact indésirable (figure 10); ils sont striés verticalement d'un côté et lisses de l'autre. Le côté portant les stries est placé près des plaques positives pour permettre le libre passage de l'électrolyte autour de la matière active.

Les figures 6 et 10 illustrent deux types d'accumulateurs au plomb dans lesquels les bornes positives et négatives sortent à travers le couvercle. Chaque élément comporte une ouverture munie d'un bouchon à vis pour permettre le remplissage du bac et la vérification du niveau; le bouchon, lui-même, est percé d'un petit trou destiné à permettre l'évacuation des gaz qui se produisent pendant la charge.

L'accumulateur portatif classique de 6 volts, est formé de trois éléments rassemblés dans un récipient approprié en ébonite (monobloc). Ce récipient, ou bac, ne peut être métallique en raison de l'acidité de l'électrolyte; chaque élément est contenu dans un compartiment séparé des autres par une cloison imperméable, inattaquable par les acides. Les éléments sont reliés en série au moyen de barrettes en alliage de plomb, fixées aux bornes des éléments adjacents par des soudures au plomb fondu. L'espace se trouvant entre la carcasse extérieure et les compartiments renfermant les éléments est rempli d'une substance, résistant à l'acide, qui maintient les éléments en place et les isole les uns des autres. Cette substance est un mélange de goudron et de matière bitumeuse traité de telle sorte qu'il reste à l'état solide aux températures élevées et ne se fendille pas aux températures les plus basses.

Chaque élément de la batterie est rempli d'électrolyte formé d'acide sulfurique concentré et d'eau distillée: il facilite le passage du courant entre les plaques positives et négatives et provoque les réactions chimiques, dont nous avons déjà parlé, sur la matière active des plaques.

Accumulateurs au fer-nickel

Ce type d'accumulateur, appelé également cellule Edison, est constitué par des électrodes positives en oxyde de nickel et des électrodes négatives en poudre de fer comprimée plongées dans un électrolyte à base d'hydroxyde de potassium. Ce type d'élément a une capacité, en kilowatts/heure par kilogramme de poids total, plus grande que celui au plomb et il peut rester chargé ou déchargé pendant un temps illimité sans subir aucune détérioration. Par contre, une évaporation se produit pendant la décharge et la tension de chacun des éléments n'est que de 1,2 volt en fonctionnement, soit seulement à peu près la moitié de celle fournie par un accumulateur au plomb. L'accumulateur au fer-nickel présente en outre, une résistance interne plus grande et celle-ci augmente quand la température baisse.

Accumulateurs au cadmium-nickel

C'est un nouveau type développé et perfectionné ces dernières années pour l'utilisation sur avion et dans tous les cas où une réduction du poids est un facteur important. Etant basé sur des réactions alcalines, il remédie aux principaux défauts constatés sur ceux du type Edison.

Ils comportent vingt éléments réunis en série, fournissant une tension de 24 volts; ils sont enfermés dans un bac en acier inoxydable. L'électrolyte se présente sous la forme d'une pâte et chaque élément est hermétiquement fermé. Une fois scellés, ces accumulateurs ne demandent plus aucun entretien comme, par exem-



Fig. 11 - Densimètre à pipette pour contrôler le poids spécifique d'une solution. La position du flotteur indique la densité de l'électrolyte.

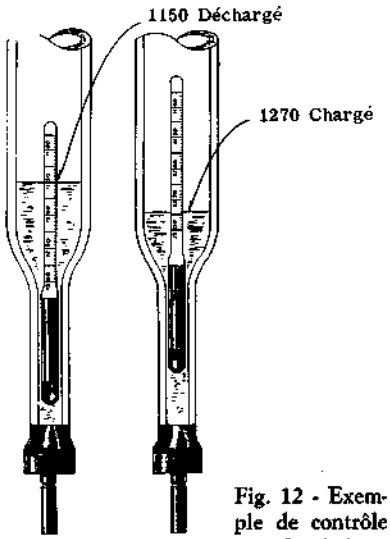


Fig. 12 - Exemple de contrôle au densimètre.

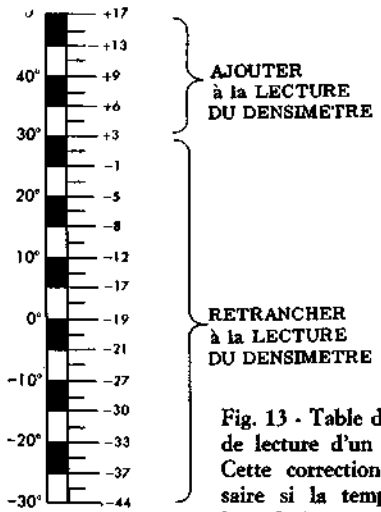


Fig. 13 - Table de correction de lecture d'un densimètre. Cette correction est nécessaire si la température de la solution est supérieure ou inférieure à 27 °C.

ple, adjonction d'eau distillée ou vérification du poids spécifique de la solution. Le courant fourni est égal à celui que peut donner l'accumulateur au plomb avec cette différence que l'autonomie se trouve presque doublée.

Le POIDS SPECIFIQUE

Le poids spécifique exprime le rapport entre le poids d'un volume quelconque d'un liquide et le poids d'un volume égal d'eau. On est convenu que le poids spécifique de l'eau distillée est 1; une substance pesant, à volume égal, deux fois et demie plus que l'eau a donc un poids spécifique de 2,5. L'acide sulfurique non dilué, pour accumulateurs, a un poids spécifique de 1,835.

Le poids spécifique d'une solution d'acide sulfurique dilué dans l'eau varie avec la densité de la solution, et au fur et à mesure que la batterie se décharge, l'électrolyte devient moins lourd (il ne reste que l'eau): cela constitue, un moyen commode pour déterminer le degré de charge. La solution normalement employée dans les accumulateurs a un poids spécifique de 1,3.

L'acide sulfurique étant un liquide lourd, plus sa proportion par rapport à l'eau sera grande, plus grand sera le poids spécifique de la solution.

Le poids spécifique de l'électrolyte d'une batterie complètement chargée varie entre 1,27 et 1,30, tandis que complètement déchargée, il descend à 1,15.

On mesure le poids spécifique d'un électrolyte au moyen d'un **densimètre** à pipette, représenté sur la **figure 11**. On aspire un peu de la solution dans le tube de verre contenant un flotteur gradué, formé d'un petit tube de verre rempli d'air, avec un col assez long et lesté à l'une de ses extrémités.

L'échelle portée le long du col est graduée de 1,10 à 1,30. Le flotteur prend une position qui dépend de la densité de l'électrolyte, il sera plus ou moins immergé selon que la densité du liquide sera faible ou grande (**figure 12**).

Après avoir effectué la lecture, on pressera sur la poire en caoutchouc pour remettre à nouveau dans l'élément le liquide prélevé pour la mesure.

Le poids spécifique (p.s.) de l'électrolyte est également fonction de sa température, il diminue quand la solution est chaude, et inversement. Si la température de la batterie diffère notablement de celle de 27°C (température base), il faut corriger la lecture faite sur le densimètre, (**figure 13**), en ajoutant ou en retranchant un millième pour chaque 1,5 degré respectivement en plus ou en moins, par rapport à la température de base de 27 °C.

Considérons les deux exemples ci-dessous:

Si à la température de 36 °C on mesure un poids spécifique de 1,210, le poids spécifique réel est de 1,210 + 0,006 = 1,216 à 27 °C.

Si à la température de 18 °C la mesure donne 1,280, le poids spécifique à la température de 27 °C sera de 1,280 — 0,006 = 1,274.

Dans une batterie d'accumulateurs, l'électrolyte doit être à son niveau normal au moment de la mesure, parce que si le niveau est inférieur, la densité sera trop forte, tandis qu'on la trouvera trop faible si le niveau est trop élevé.

La tension à circuit ouvert (c'est-à-dire tension mesurée sans courant de décharge), d'un élément dont l'électrolyte a un poids spécifique de 1,28, est d'environ 2,1 volts. Quand on connecte une charge, la tension peut descendre à 2 volts, ou même moins en raison de la résistance interne de l'élément.

COMPOSITION des ELECTROLYTES

L'électrolyte d'une batterie complètement chargée contient 38% de son poids d'acide sulfurique, correspondant à 27% du volume total de la solution pour la préparation de laquelle on utilise exclusivement de l'eau distillée. Parfois, les batteries neuves sont livrées accompagnées de récipients en verre, **terre réfractaire**, en ébonite ou plomb, contenant de l'acide sulfurique concentré d'un poids spécifique de 1,835 ou d'électrolyte d'un poids spécifique de 1,40. On doit y ajouter, alors, une quantité d'eau distillée suffisante pour obtenir le poids spécifique recommandé.

Lors de la préparation de l'électrolyte, **il faut tou-**

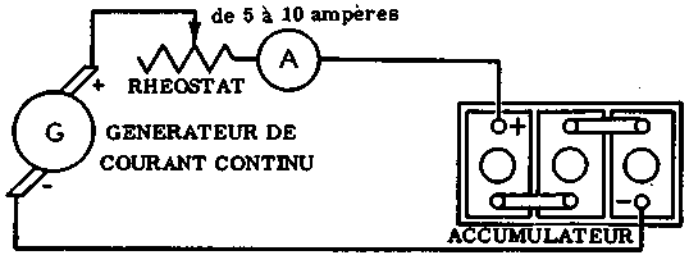


Fig. 14 - Circuit employé pour la charge d'un accumulateur ou d'une batterie d'accumulateurs. On utilise un générateur de courant continu, un rhéostat qui règle l'intensité du courant et un ampèremètre qui la contrôle. La durée de la charge dépend de l'intensité du courant fournie par le générateur, qui ne doit pas être trop forte pour éviter d'endommager les plaques par des réactions chimiques trop violentes.

jours verser l'acide dans l'eau et jamais l'eau dans l'acide, et procéder très lentement afin d'éviter un dégagement excessif de chaleur et les éclaboussures d'acide qui peuvent être extrêmement dangereuses pour l'opérateur. On doit également prendre la précaution d'agiter continuellement la solution avec une baguette non métallique pour faciliter le mélange de l'acide, plus lourd avec l'eau plus légère, et éviter que le premier se dépose au fond du récipient. Quand l'acide est bien dilué, la solution se réchauffe notablement.

CAPACITE d'un ACCUMULATEUR

Comme nous l'avons dit précédemment, la capacité d'un accumulateur s'évalue en ampères/heures (Ah), qui équivaut au produit de l'intensité du courant en ampères et du temps pendant lequel ce courant peut être fourni par la batterie. Cette capacité varie en fonction inverse du courant de décharge. Les dimensions d'un élément sont déterminées généralement en tenant compte de la capacité demandée, laquelle dépend à son tour, de divers facteurs dont les plus importants sont: (1) la surface des plaques en contact avec l'électrolyte, (2) la quantité et le poids spécifique de celui-ci, (3) le type de séparateurs employés, (4) l'état général de la batterie (degrés de sulfatation, perforation des plaques, corrosion des séparateurs, dépôts dans le fond du bac...) et (5) de la tension en fin de décharge.

CHARGE

Il n'est pas nécessaire de recharger la batterie chaque fois que le poids spécifique de la solution diminue de quelques points, car, si la batterie est surchargée, il se produit une quantité excessive de gaz amenant une usure prématurée de la matière active constituant les plaques.

Par contre, lorsque le poids spécifique de l'électrolyte d'une batterie utilisée d'une manière intermittente descend à 1,18, alors que chargée il varie entre 1,21 et 1,22, l'accumulateur doit être rechargé. Une batterie complètement déchargée, dans laquelle l'électrolyte a un poids spécifique de l'ordre de 1,06, doit être toujours rechargée à fond immédiatement.

Temps de charge

Une batterie doit être chargée suivant les indications données par le constructeur, et, en l'absence de celles-ci, en suivant les renseignements fournis par les tableaux de charge relatifs aux divers types d'accumulateur (**figure 14**). Il faut en outre, se rappeler qu'en aucun cas la charge ne doit être poursuivie jusqu'au point où se manifeste une violente ébullition avec dégagement de gaz et que la **température de l'électrolyte ne doit pas dépasser 52 °C.**

La charge sera poursuivie jusqu'au moment où la batterie se trouvera complètement chargée. Il sera nécessaire de contrôler fréquemment le poids spécifique de la solution et ces mesures devront être corrigées en fonction de la température (sur la base de 27 °C) et comparées à celle obtenue avant le commencement de la charge. Si l'on connaît l'augmentation du poids spécifique en points par ampère/heure, le temps approximativement nécessaire pour une charge complète est donné par:

$$\frac{\text{charge complète x par régime de charge en ampères}}{\text{augmentation du poids spécifique (en points par Ah)}}$$

Dégagement de gaz

Quand une batterie est en charge, une partie de l'énergie fournie est dissipée par l'électrolyse de l'eau faisant partie de l'électrolyte, si bien que l'hydrogène est dégagé par l'électrode négative et l'oxygène par l'électrode positive; ces gaz bouillonnent dans le liquide et montent à la surface pour diffuser dans l'air. Si un tel dégagement gazeux se produit dès que la batterie est mise en charge cela signifie que le régime de charge est excessif. Si le régime de charge est correct, l'ébullition ne doit se produire que lorsque la batterie est complètement chargée.

Le mélange d'hydrogène et d'air étant dangereux, car il forme un explosif, il convient d'éviter la présence de cigarette allumée, d'étincelles électriques ou de flamme à proximité d'une batterie en charge.

Leçon n° 12

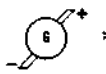
SYMBOLES - ABREVIATIONS

Ah	= ampère-heure
CV	= cheval = 736 watts
E	= tension, voltage (en volts, mV, etc)
G	= conductance en mho
HP	= Horse Power = Cheval
kWh	= kilowatt-heure = 1 000 watts à l'heure
mho	= unité de conductance
Mwh	= mégawatt-heure = 10 000 kwh
P	= puissance (en watts)
Wh	= watt-heure
X	= axe horizontal dans les graphiques
Y	= axe vertical dans les graphiques
µmho	= micromho = 1/1 000 000 de mho
℧	= symbole de mho

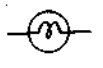
FORMULES

E	$= I \times R$
E	$= P : I$
E	$= \sqrt{P \times R}$
G	$= 1 : R$
I	$= E \times G$
I	$= E : R$
I	$= P : E$
I	$= \sqrt{P : R}$
P	$= E \times I$
P	$= E^2 : R$
P	$= R \times I^2$
R	$= E : I$
R	$= E^2 : P$
R	$= P : I^2$
W	$= E \times I \times t$
W	$= (E^2 : R)\ t$
W	$= I^2 \times R \times t$
W	$= P \times t$
W	$= Q \times E$

SYMBOLES SCHEMATIQUES


= Générateur de courant continu


= Générateur de courant continu


= Lampe à incandescence

QUESTIONS sur les LEÇONS N^{os} 10 et 11

N. 1 —
Combien de types de circuits existe-t-il ?

N. 2 —
Quelle est la tension aux bornes d'une résistance de 15 kΩ, si l'intensité du courant qui la traverse est de 35 milliampères?

N. 3 —
Qu'entend-on par « conductance » ?

N. 4 —
Un fer à repasser électrique dissipe une puissance de 900 watts, sous une tension de 110 V. Déterminez l'intensité du courant qui passe dans la résistance.

N. 5 —
Quelle est la conductance, en mho, d'une résistance parcourue par un courant de 0,25 ampère sous une tension de 110 volts?

N. 6 —
Qu'entend-on par « kilowatt-heure » ?

N. 7 —
Trois résistances: *R1* de 35 ohms, *R2* et *R3* de valeurs inconnues sont branchées en série et, aux deux extrémités de la chaîne, on applique une tension de 120 V. En supposant que la chute de tension aux bornes de *R2* soit de 30 V et que l'intensité du courant soit de 1,5 A, déterminez: a) la résistance de *R2*, b) la résistance de *R3*, c) la puissance totale dissipée, d) la chute de tension aux bornes de *R1* et f) la conductance totale du circuit en micromho.

N. 8 —
Quelle est la différence entre une cellule primaire et une cellule secondaire?

N. 9 —
Vers quelle électrode se dirigent les ions négatifs dans une cellule secondaire en charge?

N. 10 —
Quels sont les effets de la polarisation sur la résistance interne, sur la tension et sur l'intensité du courant fourni par une pile sèche ?

N. 11 —
Quel rôle joue le bioxyde de manganèse dans une pile sèche?

N. 12 —
Si dix piles de 1,5 V sont reliées en série, quelle sera la tension obtenue? Quelle sera l'intensité maximum du courant disponible si chaque pile peut débiter 1 ampère?

N. 13 —
Durant la charge d'un accumulateur, le poids spécifique de son électrolyte augmente-t-il ou diminue-t-il?

N. 14 —
Pourquoi les bouchons des éléments d'un accumulateur sont-ils percés d'un trou?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 67

N. 1 - La réception simultanée de deux ou plusieurs émetteurs, provoquée par la mauvaise sélectivité du récepteur.

N. 2 - Trois: l'alimentation, l'oscillateur et le modulateur. L'ensemble rayonnant, c'est-à-dire l'antenne, peut être considéré comme une quatrième section de l'émetteur.

N. 3 - C'est une partie d'un appareil électronique, d'un émetteur ou d'un récepteur, dans laquelle le signal entre et ressort après avoir subi une modification dans sa forme, son amplitude ou sa fréquence.

N. 4 - La détection, c'est-à-dire la séparation de la modulation de l'onde porteuse.

N. 5 - Un conducteur enroulé en spires isolées les unes des autres. Son rôle consiste à former une inductance, c'est-à-dire à créer un champ magnétique qui sera fonction des courants qui le parcourront.

N. 6 - D'augmenter ou de diminuer l'inductance selon qu'il est plus ou moins enfoncé dans l'enroulement.

N. 7 - De deux armatures, simples ou multiples, formées de matériaux conducteurs, placées face à face sans se toucher. Son rôle est de former une capacité, c'est-à-dire d'emmagasiner de l'énergie électrique.

N. 8 - Quand il est constitué par une armature fixe et une armature mobile dont la rotation fait varier la valeur de la capacité.

N. 9 - L'aimant permanent, l'enroulement et la membrane vibrante.

N. 10 - Celui de maintenir la membrane légèrement concave (c'est-à-dire de l'attirer), même en l'absence de signal. De cette façon, elle peut suivre aussi bien les alternances négatives que positives.

N. 11 - Celui de détecter, séparant ainsi les fréquences de la modulation de la haute-fréquence porteuse.

N. 12 - Elle est basée sur l'action du cristal: celui-ci ne permet le passage du courant que dans un seul sens, ainsi après le passage, une seule alternance subsiste.

N. 13 - Il faut que la courbe de résonance du ou des circuits soit « pointue », ainsi, une fois l'accord effectué, une seule bande étroite de fréquence peut passer.

N. 14 - En augmentant le nombre de circuits accordés.

N. 15 - Pour éliminer la haute-fréquence, restant présente à la sortie du détecteur, en la dérivant à la masse.

N. 16 - De trois façon: en faisant varier la capacité d'accord, ou l'inductance ou, encore, en les faisant varier toutes les deux.

N. 17 - Parce que chaque circuit accordé, qu'il soit simple ou à transformateur, provoque une diminution de l'amplitude du signal, par suite de la résistance ohmique des inductances.

N. 18 - Pour éviter que les capacités et inductances parasites des connexions ne perturbent le fonctionnement.

TAB. 21 - CONSTANTES PHYSIQUES DES METAUX

METAUX	Résistance en ohm/m mm²	Poids spéc. en g/cm³	Température de fusion en °C	Augm. de la résist. par °C
Aluminium	0,028	2,70	660	0,430
Antimoine	0,410	6,62	630	0,360
Argentan	0,385	8,45	998	0,036
Argent	0,016	10,50	960	0,377
Béryllium	0,100	1,85	1 280	0,400
Bismuth	1,200	9,80	270	0,400
Bronze	0,175	8,50	905	0,390
Bronze phosphoreux	0,080	8,82	1 050	0,400
Cadmium	0,075	8,64	321	0,470
Cobalt	0,110	8,85	1 480	0,360
Constantan (55/45)	0,500	8,92	1 210	0,010
Chrome	0,925	7,10	1 820	0,510
Cuivre	0,0175	8,89	1 083	0,400
Duraluminium	0,055	2,80	655	0,455
Electron (métal)	0,065	1,87	652	0,380
Etain	0,120	7,38	231	0,450
Etain-Plomb (60/40)	0,135	9,90	238	0,465
Fer doux	0,148	7,85	1 350	0,620
Fer-Nikel (75/25)	0,900	8,02	1 348	0,635
Fonte	0,6 - 1,6	7,35	1 210	—
Laiton	0,073	8,47	920	0,388
Lithium	0,098	0,54	180	0,680
Magnésium	3,750	1,74	649	0,425
Manganine	0,440	8,50	1 200	0,000
Mercure	0,958	13,55	-38,9	0,090
Molybdène	0,052	10,20	2 630	0,035
Nickel	0,080	8,85	1 452	0,620
Nickel-Chrome (80/20)	1,020	8,30	1 353	0,750
Or	0,023	19,32	1 063	0,400
Plomb	0,212	11,37	327	0,430
Platine	0,985	21,40	1 771	0,360
Sélénium	—	4,90	221	—
Silicium	0,595	2,35	1 416	—
Tantale	0,152	16,60	3 030	0,310
Tellure	—	6,25	453	—
Titane	—	4,50	800	—
Tungstène	0,055	19,15	3 370	0,450
Uranium	—	18,70	1 695	—
Vanadium	0,061	5,70	1 820	—
Zinc	0,062	7,14	419	0,370

TABLEAU 22 - LISTE ET CARACTERISTIQUES DES PILES USUELLES

Nom	Catégorie	Type	Electrode positive	Electrode négative	Electrolyte	Dépolarisant	F.E.M. volt
Au Bichromate	Normale	Liquide	Charbon	Zn amalg.	Acide sulfurique	Bichrom. de Pot.	2 (env.)
Bunsen	»	»	»	»	»	Acide nitrique	1,8 »
Bunsen	»	»	»	»	Acide chromique	»	2 »
Daniel	»	»	Cuivre	»	Acide sulfurique	Sulfate de Cu	1 »
Daniel (Kelwin)	Etalon	»	»	»	Sulf. Cu et Zn	»	1,072
Fery Oxair	Normale	Sèche	Charbon	»	Chlorure d'Amm.	Oxygène	1,3 (env.)
Latimer Clark	Etalon	»	Mercure	»	Sulf. de Merc. et de Zinc	»	1,43
Leclanché	Normale	»	Charbon	»	Chlorure d'Amm.	Bioxyde de Mn	1,5 (env.)
Volta	»	Liquide	Cuivre	Zinc	Acide sulfurique	»	1 »
Weston	Etalon	Sèche	Mercure	Zn amalg.	Sulf. de Merc. et de Cadmium	»	1,0188
Weston –	Normale	»	»	»	Sulf. de Merc. et de Cadm. (avec Cadm. en excès)	»	1,0183

Comme d'habitude, nous publions, dans cette leçon, des tableaux se rapportant aux études développées dans ce fascicule - ci ou concernant certains sujets déjà traités ou que nous traiterons par la suite.

Le tableau 21 donnant les constantes physiques des métaux et des alliages usuels, se montrera utile lorsque nous devrons étudier la résistance électrique spécifique, ses variations en fonction de la température, ainsi que les autres caractéristiques importantes des divers métaux employés en électronique. Il nous aidera, par exemple, à comprendre pourquoi la résistance ohmique du filament d'une lampe d'éclairage varie selon que ce filament est porté à l'incandescence ou qu'il est froid.

En outre, il pourra se présenter certains cas dans lesquels nous devrons déterminer le poids d'un élément métallique connaissant son volume ou la température de fusion, qui ne devra pas être atteinte ou dépassée, pour des raisons évidentes de sécurité.

Le tableau 22 donne la liste des types des principales piles usuelles, ainsi que leurs caractéristiques. Certains des types énumérés portent la notation « étalon » — dans la colonne catégorie — et il convient d'éclaircir le sens de cette appellation.

Dans certains cas, pour faire des mesures ou pour atteindre certains résultats précis, il est indispensable de pouvoir disposer d'une source de courant dont la tension (d.d.p.) soit rigoureusement constante et connue. On utilise, alors, les piles étalons qui se différencient des piles normales par les détails suivants. Tout d'abord, les matières entrant dans leur fabrication sont choisies parmi celles qui sont les moins sensibles aux variations de la température — c'est-à-dire celles qui fourniront une tension constante malgré les variations de la température ambiante — et, en second lieu, elles fournissent un courant plus faible que les piles normales, car elles ne sont pas prévues pour chauffer un filament, ou alimenter une lampe portative, c'est-à-dire alimenter un circuit ayant une consommation importante, mais, bien au contraire, elles ont uniquement pour mission de fournir, pour un temps limité, une tension constante servant soit à comparer une autre tension, soit à produire un phénomène déterminé. Il existe, par exemple, dans les hôpitaux certains appareils de mesure nécessitant, pour leur fonctionnement, une source de tension constante, dite « tension de référence », avec laquelle on peut comparer les courants produits par les muscles en mouvement: c'est le cas des électro - cardiographes que nous étudierons, en temps voulu, dans les leçons consacrées aux différentes applications de l'électronique.

Dans la sixième leçon nous avons reproduit un tableau permettant de déterminer, a priori, l'intensité maximum admissible dans une résistance donnée, connaissant sa valeur ohmique et sa puissance nominale. Ce tableau est complété par celui ci-après, tableau 23, avec lequel il est possible de déterminer, à l'avance, la tension maximum applicable aux bornes d'une résistance donnée. Ce tableau 23 a été établi à l'aide de la formule donnant la tension en fonction de la résistance et de la puissance, soit:

$$E \text{ (tension)} = \sqrt{\text{puissance} \times \text{résistance}}$$

ou, également, de la formule:

$$E = \text{puissance} : \text{intensité}$$

Comme nous l'apprend la loi d'Ohm, la tension, l'intensité, la résistance et la puissance, dans un circuit simple, sont en étroite relation: si nous faisons varier une seule de ces valeurs, au moins une autre d'entre elles variera immédiatement. Il est donc possible, en se fixant des valeurs déterminées pour la résistance ohmique et la puissance (dissipation nominale) de déterminer, grâce à cette table, quelle sera la tension maximum qui, appliquée aux bornes de cette résistance, provoquera le passage de l'intensité maximum prévue dans le tableau de la leçon n. 6, page 46. Ces tableaux seront très utiles au lecteur qui commence à s'initier aux réalisations pratiques et aux premières études de circuits électroniques, car il aura, ainsi, la possibilité de déterminer la puissance qui devra être prévue pour chaque résistance pour éviter leur échauffement ou

TABLEAU 23 - TENSION MAXIMUM EN VOLTS ADMISSIBLE AUX BORNES D'UNE RESISTANCE

VALEUR de R	1/8 W	1/4 W	1/2 W	1 W	2 W	3 W	5 W	10 W	20 W
50	2,5	3,5	5,0	7,0	10,0	12,2	15,6	22,4	31,6
100	3,5	5,0	7,0	10,0	14,1	17,3	22,4	31,6	44,7
150	4,3	6,1	8,6	12,2	17,3	21,2	27,4	38,7	54,7
200	5,0	7,1	10,0	14,1	20,0	24,5	31,6	44,7	63,2
250	5,6	7,9	11,2	15,8	22,4	27,4	35,4	50,0	70,0
300	6,1	8,6	12,5	17,3	24,5	30,0	38,7	54,7	77,5
350	6,6	8,7	13,4	18,7	26,5	32,4	41,8	59,2	83,5
400	7,0	10,0	14,1	20,0	28,3	34,7	44,7	63,2	89,2
450	7,5	10,8	15,0	21,2	30,0	36,7	47,5	67,2	95,0
500	7,9	11,2	15,8	22,4	31,6	38,7	50,0	70,0	100,0
600	8,6	12,5	17,3	24,5	34,6	42,4	54,7	77,5	110,0
700	8,7	13,4	18,7	26,5	37,4	45,8	59,2	83,5	118,0
800	10,0	14,1	20,0	28,3	40,0	49,0	63,2	89,2	126,5
900	10,6	15,0	21,2	30,0	42,5	52,0	67,2	95,0	134,5
1.000	11,2	15,8	22,4	31,6	44,7	54,7	70,0	100,0	141,4
1.500	13,7	19,4	27,4	38,7	54,5	67,4	86,5	122,5	173,0
2.000	15,8	22,4	31,6	44,7	63,2	77,5	100,0	141,4	200,0
2.500	17,7	25,0	35,4	50,0	70,0	86,5	112,0	156,0	224,0
3.000	19,4	27,4	38,7	54,7	77,5	95,0	122,5	173,0	245,0
3.500	20,9	29,6	41,6	59,2	83,6	102,5	132,5	187,0	265,0
4.000	22,4	31,6	44,7	63,2	89,5	109,5	141,4	200,0	283,0
4.500	23,7	33,5	47,4	67,0	95,0	115,5	150,0	212,0	300,0
5.000	25,0	35,4	50,0	70,0	100,0	122,5	156,0	224,0	316,2
6.000	27,4	38,7	55,5	78,5	109,5	134,0	173,0	245,0	346,0
7.000	29,6	41,6	69,0	83,5	118,2	145,0	187,0	265,0	374,0
8.000	31,6	44,7	64,0	89,5	126,5	155,0	200,0	283,0	400,0
9.000	33,5	47,4	68,5	95,0	134,5	164,5	212,0	300,0	425,0
10.000	35,4	50,0	70,7	100,0	141,4	173,5	224,0	316,2	447,5
11.000	37,1	53,0	74,0	105,0	148,2	181,5	235,0	331,0	468,0
12.000	38,7	55,5	77,5	109,5	155,0	189,5	245,0	346,0	490,0
13.000	40,3	57,5	80,0	114,0	161,0	197,5	255,0	360,0	510,0
14.000	41,6	59,0	83,0	118,2	167,3	205,0	265,0	374,0	528,0
15.000	43,2	61,2	86,5	122,5	173,5	212,0	274,0	387,5	547,0
16.000	44,7	64,0	89,5	126,5	178,8	219,0	283,0	400,0	565,0
17.000	46,1	67,5	92,0	130,5	184,5	226,0	291,5	412,0	582,5
18.000	47,4	68,5	95,0	134,0	189,5	232,5	300,0	425,0	600,0
19.000	48,7	69,5	97,5	137,8	195,0	239,0	308,0	436,0	615,0
20.000	50,0	70,7	100,0	141,4	200,0	245,0	316,2	447,5	632,5
25.000	56,0	79,5	112,0	158,0	224,0	274,0	345,0	500,0	708,0
30.000	61,2	86,2	122,5	173,0	245,0	300,0	387,5	547,0	775,0
40.000	70,7	100,0	141,4	200,0	283,0	347,0	447,0	632,5	895,0
50.000	79,0	112,0	158,0	224,0	316,0	387,0	500,0	708,0	1.000,0
75.000	96,9	137,0	194,0	274,0	387,0	475,0	612,0	865,0	1.225,0
100.000	112,0	158,0	224,0	316,0	447,0	547,0	700,7	1.000,0	1.414,0
150.000	137,0	194,0	274,0	387,0	547,0	670,0	865,5	1.225,0	1.730,0
200.000	158,0	224,0	316,0	447,0	632,0	774,0	1.000,0	1.414,0	2.000,0
250.000	177,0	250,0	354,0	500,0	707,0	865,0	1,120,0	1.560,0	2.240,0
300.000	194,0	275,0	388,0	547,0	774,0	950,0	1.225,0	1.730,0	2.450,0
400.000	224,0	320,0	447,0	632,5	894,0	1.100,0	1.414,0	2.000,0	2.840,0
500.000	250,0	354,0	500,0	707,0	1.000,0	1.225,0	1.560,0	2.240,0	3.162,0
1 Mohm	354,0	500,0	715,0	1.000,0	1.410,0	1.735,0	2.240,0	3.162,0	4.470,0
2 »	500,0	715,0	1.000,0	1.410,0	2.000,0	2.450,0	3.162,0	4.470,0	6.320,0
5 »	790,0	1.120,0	1.580,0	2.410,0	3.160,0	3.870,0	5.000,0	7.070,0	10.000,0
10 »	1,120.0	1.580,0	2.240.0	3.160,0	4.460,0	5.470,0	7.007,0	10.000,0	14.150.0

TABLEAU 24 - ANALOGIES ENTRE TERMES ET UNITES HYDRAULIQUES ET ELECTRIQUES

HYDRAULIQUE			ELECTRICITE					
Désignation	Unité de mesure	Système de contrôle	Désignation	Unité de mesure	Système de contrôle	Appareil de mesure	Symboles	Rapport avec la loi d'Ohm
Pression	Poids par unité de superficie kg/cm²	Pompe	**Force électromotrice**	Volt	C.C. Pile Générat. C.A. Alternat. Transfor.	Voltmètre	E = tension appliquée e = chute de tension	Intens. × Résistance I × R
Courant	Débit en litres/s.	Robinet Soupape	**Intensité**	Ampère	Rhéostat Potent. Interrup.	Ampèrem.	I = Intensité	Tension / Résistance E : R
Résistance	Frottement	Traction Torsion Frottement	**Résistance**	Ohm	Longueur Section Matière	Ohmmètre Pont	R = Résistance	Tension / Intensité E : I
Puissance	Cheval	Pression du jet	**Puissance**	CV, HP, Watt. etc.	Tension et Intensité	Wattmètre	P = Puissance W = Watt VA = Volt-Ampère	E × I $I^2 \times R$ $E^2 : R$
Energie	Cheval par heure	Puissance et temps	**Energie**	Watt/s. Watt/heure etc...	Puissance et temps	Compteur	j = watt/s wh = watt/h kwh = kilow/h	P × T

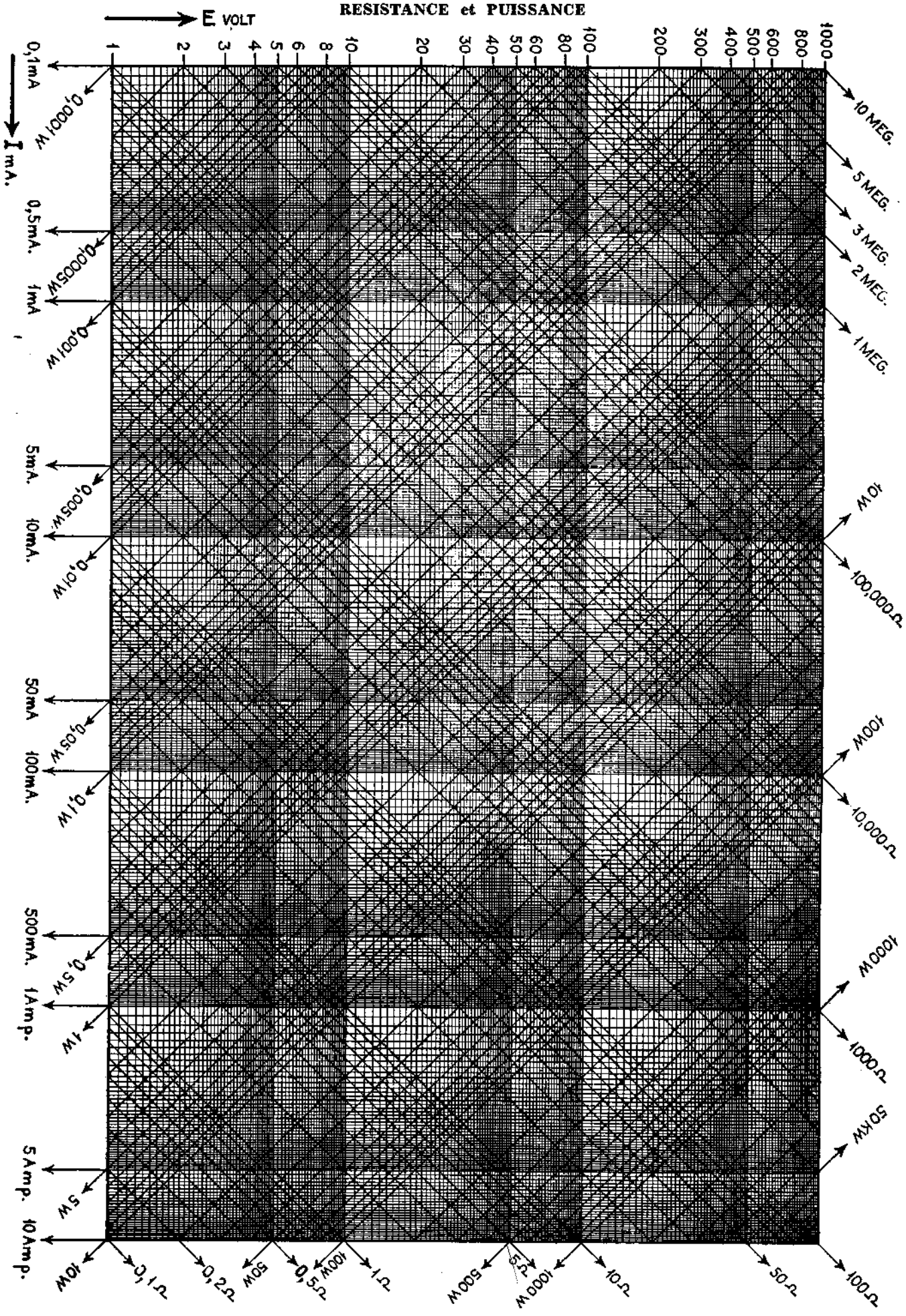
leur destruction provoqués par le passage d'une trop grande intensité.

Le tableau 24, publié ici, a pour but d'éclaircir définitivement les principes de base des phénomènes électriques au moyen de l'analogie, bien connue, du passage de l'eau dans les canalisations. En se reportant à ce tableau, le lecteur qui n'est pas encore familiarisé avec les concepts généraux de volt, ampère, ohm, watt. etc... pourra voir leur analogie respective avec la pression, le débit, le frottement, la puissance, etc... Il est bon de préciser, que dès à présent, nous considèrerons que ces principes sont définitivement acquis, leur exacte connaissance formant la base de tous les développements futurs. Dans la colonne « Appareils de mesure » sont indiqués certains instruments comme, par exemple, « voltmètre, ohmmètre »,... dont nous n'avons pas encore parlé. Le terme «mètre», dérivé du grec, signifie «mesure»; étant ajouté à la suite d'un autre terme exprimant une quantité, il compose le nom de l'appareil servant à mesurer cette quantité. De même que le « chronomètre » (chronos - temps) est un instrument servant à mesurer le temps, le voltmètre sert à mesurer les volts, c'est-à-dire une tension; l'ohmmètre, la résistance, etc... Nous étudierons ces instruments en détail par la suite.

Le graphique de la page 96 (Tableau 25) est d'une importance fondamentale lorsqu'on veut établir le projet d'un circuit électronique sans recourir, chaque fois, aux formules de la loi d'Ohm. Il donne, avec une approximation suffisante, toutes les relations entre tension, intensité, résistance et puissance. Supposons, par exemple, que nous devions étudier un circuit qui, alimenté par une tension de 150 volts, doit être parcouru par un courant d'une intensité de 15 mA. Le graphique, de forme rectangulaire, sera orienté de telle sorte que le côté portant « I mA » serve de base. On repère sur la verticale gauche la tension 150 V et on suit la ligne horizontale ainsi repérée jusqu'à sa rencontre avec la coordonnée verticale partant du point 15 mA. Le point d'intersection des deux coordonnées est situé sur une diagonale inclinée vers la droite correspondant à la valeur ohmique de 10 000 ohms, lue sur le côté horizontal supérieur. Si nous voulons aussi connaître la dissipation, en watts, de ce circuit, nous n'aurons qu'à repérer la droite inclinée vers la gauche passant par le même point, en un point situé entre 2 et 3 watts, plus près de 2. Ceci signifie que la puissance dissipée est de l'ordre de 2,25 watts.

Avec un peu d'attention, l'emploi de ce graphique ne présente aucune difficulté: pour la commodité du dessin, une partie des valeurs a été inscrite à une extrémité des diagonales et une autre partie à l'extrémité opposée. En outre, il n'a pas été possible de tracer toutes les lignes intermédiaires; chaque fois que l'on rencontrera une valeur ne correspondant à aucune ligne, il conviendra de tracer une ligne imaginaire au moyen d'une règle ou d'une équerre, ainsi que nous l'avons fait dans le cas considéré plus haut pour trouver la dissipation (2,25 W). On peut également ajouter que le graphique est réversible en tous sens, puisqu'il permet de déterminer la tension et la puissance en connaissant l'intensité et la résistance; la tension et la résistance en connaissant la dissipation et l'intensité; etc... En d'autres termes, il suffit de connaître deux valeurs indiquées pour trouver les deux autres en se servant du graphique. Les échelles peuvent être étendues, conformément au système décimal, en multipliant ou en divisant les valeurs de 10, selon qu'elles soient directement ou inversement proportionnelles.

TABLEAU 25 — GRAPHIQUE DONNANT LES RELATIONS ENTRE TENSION - INTENSITE - RESISTANCE et PUISSANCE



votre Carrière

revue hebdomadaire

Secrétaire de Rédaction: J. LAVERGNE



La revue est en vente aux kiosques, chaque semaine: si le kiosque en est démuni, ou si vous craignez d'être privé de quelques numéros, demandez l'envoi hebdomadaire directement à votre domicile.

ABONNEMENTS

Les abonnements peuvent être souscrits en cours d'année, à n'importe quelle date. Les numéros déjà parus au moment de la souscription seront envoyés en une seule expédition.

Les anciens numéros peuvent être commandés séparément au prix unitaire.

Aucun envoi contre remboursement.

RENSEIGNEMENTS

Toute demande de renseignements doit être accompagnée d'une enveloppe timbrée à votre adresse ou d'un coupon-réponse.

COPYRIGHT

Tous droits de reproduction, même partielle, réservés pour tous pays.

LA SEMAINE PROCHAINE

Courrier technique - Equipement et composants - Circuits électriques simples - Circuits en série - Circuits en parallèle - Comparaison entre circuits en série et circuits en parallèle - Circuits en série-parallèle - Effets de la résistance de la source - Les appareils de mesure - Principe du fonctionnement des instruments de mesure - Instruments de mesure électromagnétiques et thermiques - Considérations générales - Instruments de mesure pour courant continu - Caractéristiques d'un instrument - Symboles - Abréviations - Formules - Questions sur la 16eme et 17eme leçons - Réponses aux questions du numéro précédent - Calcul rapide de la valeur de 2 résistances en parallèle - Graphique pour le calcul de 2 résistances en parallèle - Terminologie de l'algèbre - Dictionnaire Anglais-Français

Sommaire

★ Courrier technique . . . . . page 2
★ Equipement et composants . . . . . » 3
★ Magnétisme et électromagnétisme . . . . . » 5
★ Moyens de production du courant électrique . . » 14
★ Dictionnaire Anglais-Français d'Electronique . . » 17
★ Symboles - Abréviations - Formules . . . . . » 27
★ Questions sur la 13eme et 14eme leçons . . . . . » 27
★ Réponses aux questions du numéro précédent . . » 28
★ Unités magnétiques et définitions relatives . . . » 29
★ Comparaison entre unités électriques et magnétiques » 29
★ Conversion des unités magnétiques C.G.S. en M.K.S. » 29
★ Graphique des caractéristiques de quelques couples thermo-électriques . . . . . » 29
★ Valeurs de B, H et μ pour matériaux magnétiques . » 30
★ Caractéristiques de quelques lois magnétiques pour noyau . . . . . » 30
★ Caractéristiques principales lois pour aimants permanents . . . . . » 30
★ Comparaison entre quelques cellules photo-électriques » 31
★ Caractéristiques de quelques batteries solaires . . » 31
★ Correspondance entre grades °C et grades Fahrenheit » 32

Courrier technique

L. DUCHARREAUDS demande les effets des aurores boréales sur le trafic radio.

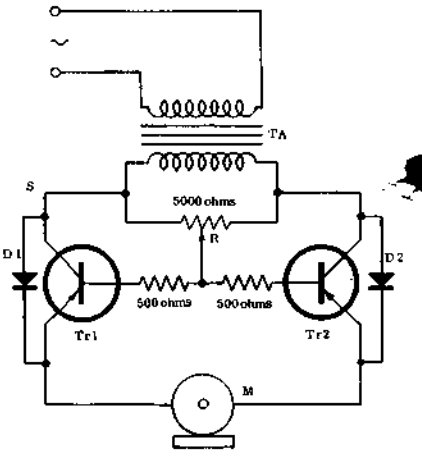
La modification de l'ionisation de l'atmosphère au cours d'une aurore boréale se traduit par une disparition quasi totale de toute propagation; un opérateur situé dans ce secteur a l'impression d'être dans un local totalement isolé, il n'entend que sa propre émission, celle-ci lui faisant d'ailleurs l'effet de ne pouvoir se propager au delà de limites extrêmement rapprochées. Peu à peu, au bout de quelques minutes ou de quelques heures, le silence du récepteur est rompu, le volume des appels et des réponses retrouve le niveau normal du trafic.

Des zones de silence similaires ont été observées en plein jour, et elles coïncideraient avec des éruptions solaires.

S. CLEMENT, nous demande comment on peut alimenter un petit moteur pour courant continu par un réseau de courant alternatif avec possibilité d'en régler la vitesse et d'en inverser le sens de rotation.

Voici la solution que nous lui proposons. Le fonctionnement est le suivant: quand le point S est positif, le redresseur D1 élimine l'action du transistor Tr1, le redresseur D2 se bloque et Tr2 qui conduit le courant agit. Le contraire se produit quand le même point S devient négatif. Tr2 est éliminé et Tr1 conduit le courant.

Considérons maintenant R. Si le curseur se trouve exactement au centre de la résistance, pendant un cycle complet des courants d'intensité égale et de polarité opposée traversent le moteur M et par conséquent le moteur ne tourne



pas. Cependant si l'on déplace le curseur le long de R (supposons vers la gauche), le courant qui passera à travers Tr1 sera plus élevé durant l'alternance pendant laquelle Tr1 est en action, que celui qui traversera Tr2 pendant l'autre alternance. Plus on déplacera le curseur vers l'extrémité, plus le moteur tournera rapidement. Pour inverser le sens de rotation, on déplacera le curseur au delà du point central de R, du côté opposé. Transistors et redresseurs doivent être choisis en relation avec les caractéristiques du moteur M employé.

Leçon n° 13

MAGNETISME ET ELECTROMAGNETISME

Tout le monde connait la propriété particulière des **aimants** qui ont le pouvoir d'exercer une force d'attraction sur le fer, l'acier, le nickel et le cobalt. Cette force d'attraction est appelée **magnétisme** et les substances citées ci-dessus, sur lesquelles s'exerce cette force sont dites **substances magnétiques**.

Les aimants sont employés dans de nombreux dispositifs électriques d'usage courant: nous citerons simplement l'écouteur téléphonique, le haut-parleur, certains types de microphones et les instruments de mesure.

Une aiguille d'acier, aimantée de la façon que nous décrirons par la suite, a deux points d'attraction maximum situés, précisément, à ses extrémités; en son centre, l'attraction est, par contre, nulle.

Les points où l'attraction est maximum sont appelés **pôles magnétiques** et sont, au moins, au nombre de deux par aimant.

Si nous suspendons l'aiguille aimantée d'une manière telle qu'elle puisse tourner librement dans le plan horizontal (en la posant sur un pivot ou en la plaçant sur un léger support flottant sur un liquide), elle tendra à prendre une position dirigée approximativement dans l'axe Nord-Sud, chacun de ses pôles étant toujours dirigé vers le même pôle terrestre. Celui des deux pôles qui pointe vers le Nord s'appelle pôle Nord et réciproquement. Cette propriété est utilisée dans l'instrument d'orientation bien connu: la boussole.

Autour d'un simple barreau aimanté il existe toujours un **champ magnétique** consistant en des lignes imaginaires le long desquelles agissent les forces magnétiques; celles-ci partent du pôle Nord et atteignent le pôle Sud à travers l'espace environnant, puis rejoignent à nouveau le pôle Nord d'origine à travers l'aimant lui-même: c'est de cette facon que se forme un circuit magnétique fermé.

Par **circuit magnétique** on entend ainsi **un parcours déterminé, le long duquel se manifestent les lignes de force créées par le magnétisme**. Un tel parcours est formé, en majeure partie, de substance magnétique permettant la présence de ces lignes.

Un circuit magnétique est, pour l'essentiel, analogue à un circuit électrique dans lequel passe un courant électrique sous l'effet de la force électromotrice. On peut ainsi noter l'analogie avec le champ électrostatique dont nous avons parlé page 30.

Les aimants peuvent être divisés en trois catégories: les **aimants naturels** qui se trouvent dans la nature sous la forme d'un minerai appelé « magnétite »; les **aimants artificiels** en acier trempé (ou en alliages spéciaux comme, par exemple, acier-nickel, cobalt, etc.) aimantés artificiellement une fois pour toutes; et, enfin, les **électro-aimants** qui comportent un noyau en fer doux sur lequel est enroulé un conducteur isolé qui lorsqu'il est parcouru par un courant, aimante le noyau. Cette aimantation cesse lorsque le courant est coupé.

AIMANTS NATURELS

On a observé, il y a quelques siècles, que certains minerais (par exemple la magnétite: $Fe_3 O_4$) ont la propriété d'attirer un morceau de fer et, étant donné que la plus grande partie de ces minerais provenait d'Asie Mineure, près de la ville de Magnésie, les Grecs donnèrent à cette substance le nom de Magnétite.

Des aimants naturels furent ensuite trouvés également aux Etats-Unis, en Norvège et en Suisse. la **figure 1-A** en montre l'aspect général.

AIMANTS ARTIFICIELS

Les aimants naturels furent très vite supplantés, dans la pratique, par les aimants artificiels formés d'acier ou d'alliages spéciaux, comme par exemple l'Alnico, composé principalement d'aluminium, de nickel et de cobalt et dont le nom dérive des initiales des noms des trois métaux qui le composent (Al-ni-co). La figure 1-**B** montre un de ces aimants artificiels.

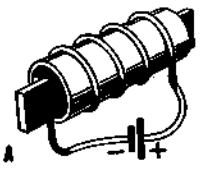
Une barre de fer, d'acier ou d'alliage magnétique, peut être aimantée en la plaçant à l'intérieur d'une bobine comportant des enroulements de fil isolé, au travers desquels on fait passer un fort courant continu comme illustré sur la **figure 2-A**; nous verrons, par la suite, d'une manière plus détaillée comment se produit cette aimantation.

La même barre peut également être aimantée en la mettant en contact avec une autre barre déjà aimantée comme nous le représentons dans la figure **2-B**; dans ce cas la barre à aimanter possède, après le contact, les mêmes propriétés magnétiques que celles de la barre ayant servi à l'aimantation et, par suite, deux pôles d'attraction se forment à ses extrémités. Un tel procédé permet de former des aimants permanents



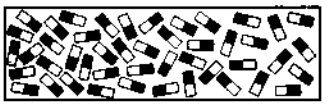
AIMANT NATUREL

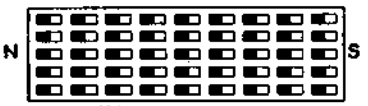
Fig. 1 A - Fragment d'aimant naturel.



METHODE DE LA BOBINE

Fig. 2 A - Aimantation de l'acier sous l'effet d'un champ magnétique approprié.


(a)- BARREAU NON AIMANTE



(b)- BARREAU AIMANTE

Fig. 3 - Les molécules d'une substance magnétique, non aimantée, forment autant d'aimants orientés au hasard. Sous l'effet de l'aimantation, elles s'orientent toutes dans le même sens; de ce fait, tous les petits champs s'ajoutent et forment la force totale disponible en pratique.

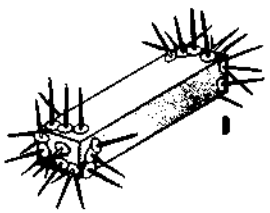


Fig. 1 B - Aimant artificiel en Acier, Nickel ou alliage.

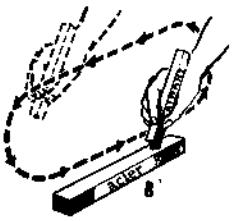


Fig. 2 B - Système d'aimantation par contact avec un autre aimant.

par induction: le magnétisme peut être facilement induit et, par suite, transmis à une barre grâce à l'influence d'un deuxième aimant.

Les aimants artificiels peuvent être classés en deux catégories: les **permanents** et les **temporaires**, selon que l'énergie magnétique se maintienne, ou non, après la cessation de l'application de la force l'ayant produite.

L'acier trempé et certains alliages sont assez difficiles à aimanter et sont dits « à faible perméabilité » car les lignes de force ne se propagent pas facilement en eux — en d'autres termes — elles ne se répartissent pas rapidement dans le métal. Cependant, une fois aimanté, le métal à faible perméabilité conserve la plus grande partie de l'énergie magnétique acquise et constitue, ainsi, un aimant permanent. Les aimants permanents son très largement utilisés dans l'industrie et dans de nombreuses applications du domaine de l'électronique. Citons, par exemple, les aimants qui sont la partie essentielle des haut-parleurs et qui, comme nous le verrons bientôt, ont un rôle très important même dans les instruments de mesure.

Au contraire, tous les matériaux qui se laissent facilement aimanter, comme par exemple le fer doux et l'acier recuit au silicium sont dits à « haute perméabilité ». Ils ne gardent qu'une très faible partie de l'énergie magnétique dès que la force qui l'a induite a cessé. On les appelle, pour cela, des aimants temporaires. L'acier au silicium et d'autres matériaux similaires sont employés dans la construction des transformateurs, dans lesquels l'énergie magnétique varie continuellement, ainsi que dans les générateurs ou les moteurs, dans lesquels l'intensité du champ magnétique peut changer rapidement.

Le magnétisme restant dans un aimant temporaire après que l'énergie magnétisante ait cessé d'agir est appelé « magnétisme résiduel » Le fait qu'une petite quantité demeure acquise joue un rôle très important dans certains cas, il permet de construire — ainsi que nous le verrons — des générateurs de courant à auto-excitation.

NATURE du MAGNETISME

D'après une théorie — dite **théorie de Weber** sur la nature du magnétisme — on suppose que chaque molécule d'un aimant est, en elle-même, un petit aimant; toutes les molécules formant une barre non aimantée sont disposées au hasard, comme le montre la **figure 3 (a)**.

Dans ces conditions, l'énergie magnétique développée par chacune d'entre elles est neutralisée par celle des molécules adjacentes; pour cette raison, aucun effet magnétique ne se produit extérieurement. Mais, lorsqu'une telle barre reçoit une force magnétique, ses molécules s'alignent de telle façon que tous les pôles Nord soient dirigés dans le même sens, les pôles Sud l'étant en sens opposé, comme le montre la **figure 3 (b)**.

Si un barreau magnétique est fractionné en plusieurs morceaux, comme le montre la **figure 4**, chacun d'eux devient un aimant complet, dont les pôles ont la même direction que les pôles originaux.

Si, à son tour, un des morceaux est divisé à nouveau, il formera d'autres petits aimants dont la polarité se maintiendra toujours orientée dans la même direction. Si une telle division pouvait être continuée à l'infini, on obtiendrait des morceaux toujours plus petits, mais conservant chacun les caractéristiques d'un aimant, jusqu'à atteindre les dimensions d'une molécule: dès lors il est logique de supposer que chacune d'entre elles est aussi un aimant.

Une des théories sur le magnétisme, plus appropriée encore que la théorie moléculaire, est appelée **théorie du « domaine »** et s'exprime comme suit:

Dans une substance magnétique, les aimants « atomiques » formés par le mouvement de rotation planétaire des électrons autour du noyau ont, en l'absence de tout champ magnétique extérieur une tendance remarquable à s'aligner par groupes de 10^{14} à 10^{15} atomes. Ces groupes d'atomes, dont les pôles sont orientés dans la même direction, sont appelés « domaines ».

Chaque « domaine » est donc le siège d'un champ

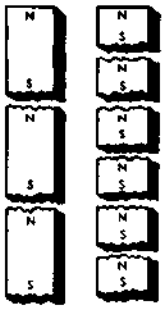


Fig. 4 - En sectionnant en plusieurs morceaux une barre aimantée, on obtient des aimants plus courts dont les pôles sont alternés.

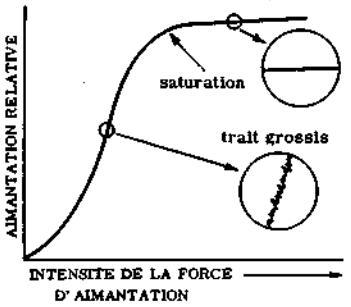


Fig. 5 - Courbe d'aimantation d'un aimant artificiel en fonction de l'intensité de la force d'aimantation. Nous voyons qu'au delà d'une certaine valeur (saturation) l'aimantation n'augmente plus.

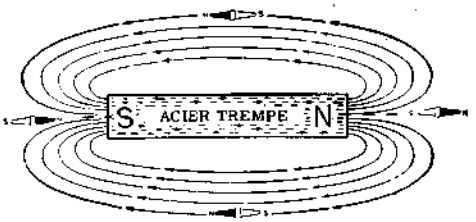


Fig. 6 A - Il est possible de déterminer la polarité d'un aimant au moyen d'une boussole: le pôle Nord de la boussole est en effet toujours pointé vers le pôle Sud de l'aimant.

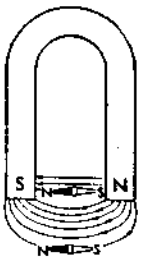


Fig. 6 B Distribution des «lignes de force» dans un aimant typique en fer à cheval; on peut identifier les deux pôles au moyen d'une boussole.

magnétique intense. Tous ces champs sont normalement orientés au hasard, et par suite, on ne constate aucun effet magnétique externe et la substance n'est pas aimantée. Du fait que chacun des minuscules domaines (10^6 d'entre eux peuvent être contenus dans un millimètre cube) ait toujours une aimantation maximum, l'influence d'un champ magnétique extérieur ne peut augmenter son aimantation intrinsèque.

Toutefois, si l'on soumet la substance à l'action d'un champ magnétique extérieur dont on augmente progressivement l'intensité, les domaines s'alignent tous dans la direction du champ extérieur.

La **figure 5** représente graphiquement le processus d'aimantation (courbe normale) d'un aimant artificiel en fonction de l'intensité du champ magnétique auquel il est soumis: si le champ magnétique augmente progressivement, par très petites quantités à la fois, et si l'on observe la courbe en détail, on note que cette courbe est très irrégulière jusqu'au point de saturation, dénotant ainsi, une augmentation irrégulière de l'aimantation.

Ces irrégularités sont dues au fait que les domaines ne s'alignent que sous l'effet d'une force d'aimantation par petits paliers successifs, au fur et à mesure que les divers domaines ou groupes, subissent l'influence de la force extérieure alors que celle-ci a atteint le degré d'intensité voulu.

En d'autres termes, on constate qu'en augmentant d'une manière régulière la force d'aimantation, pendant un certain temps, l'aimantation n'augmente pas d'une manière appréciable, mais elle augmente rapidement dès qu'un nombre suffisant de domaines se sont alignés. Ces petites variations successives et irrégulières continuent à se produire jusqu'à ce que le point de saturation soit atteint, c'est-à-dire jusqu'au moment où tous les domaines sont alignés dans la direction de la force extérieure.

CHAMP MAGNETIQUE et LIGNES de FORCE

Si un barreau aimanté est plongé dans de la limaille de fer, une grande partie de celle-ci est attirée aux extrémités de l'aimant, tandis que quelques particules sont attirées au centre: comme nous l'avons déjà expliqué précédemment, les extrémités où l'attraction est maximum, sont appelées « pôles ».

Il est possible d'observer, en utilisant une boussole, la direction de la force magnétique aux divers points situés à proximité de l'aimant; en effet, l'aiguille de la boussole, étant elle-même un petit aimant, réagira différemment suivant qu'on l'approchera d'un pôle ou de l'autre. Son pôle Nord se dirigera toujours vers le pôle Sud de l'aimant, comme indiqué sur la **figure 6 A**, ce qui permet une identification rapide des pôles de celui-ci.

Quand la boussole est placée au milieu du barreau, l'aiguille prend une position parallèle au barreau lui-même, tandis qu'en la plaçant successivement en divers points, l'aiguille s'alignera toujours sur le champ magnétique produit par le barreau en ces points. La direction du champ est indiquée par la flèche et c'est dans cette direction que pointera l'aiguille dès que la boussole pénètrera dans le champ magnétique.

Les lignes le long desquelles l'aiguille s'oriente sont appelées **lignes de force magnétique**, lesquelles, ainsi que nous l'avons énoncé précédemment, sont présumées partir du pôle Nord, traverser l'espace compris autour de l'aimant et y rentrer par le pôle Sud.

La figure 6 **B** montre la distribution des lignes de force produites par un aimant replié en fer à cheval (forme classique).

L'espace entourant un aimant et dans lequel passent les lignes de force magnétique s'appelle « champ magnétique ».

Michel Faraday fut le premier savant qui formula cette hypothèse, en le décrivant comme étant un champ de tension constitué par des lignes de force uniformément distribuées.

L'ensemble de ces lignes forme le flux magnétique qui peut être comparé à un courant circulant dans un circuit électrique.

Le nombre des lignes de force par unité de surface est appelé **densité du flux** et est mesuré en nombre de

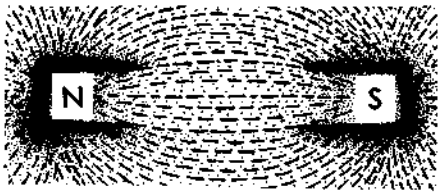


Fig. 7 - On peut mettre en évidence les lignes de force d'un aimant en plaçant une plaque de verre sur l'aimant et en la saupoudrant de limaille de fer. Sous l'effet du champ magnétique, cette dernière se dispose comme le montre la figure.

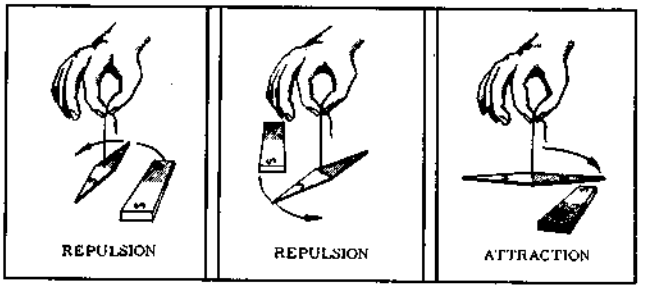


Fig. 8 - Démonstration de l'attraction exercée par des pôles de signes opposés et de la répulsion par des pôles de même signe, au moyen d'un aimant permanent stable et d'une aiguille aimantée pouvant tourner librement autour de son axe.

lignes par centimètre carré au moyen de la formule suivante:

$$B = \frac{\Phi}{A}$$

dans laquelle B est la densité du flux, Φ (lettre grecque *phi*) est le nombre total des lignes du flux et A la section du circuit magnétique. Si A est exprimé en cm^2, B est exprimé en **lignes par** cm^2, c'est-à-dire en **gauss**.

Dans les textes modernes on trouve soit le terme « flux » soit l'expression « passage d'énergie magnétique ». Toutefois il faut retenir que le magnétisme n'est pas un courant de particules en mouvement, mais un simple champ d'énergie dans l'espace.

On peut mesurer le nombre des lignes de force par unité de surface en faisant tourner une petite boucle de fil, à vitesse constante, dans un circuit magnétique d'une manière telle que la boucle coupe les lignes de force constituant le champ. Dans ce cas, il se produit, dans le fil de la boucle, une tension proportionnelle à la densité du flux.

On peut obtenir une représentation visuelle d'un champ magnétique en plaçant sur un aimant une lame de verre sur laquelle on a répandu de la limaille de fer. Celle-ci se dispose, le long de lignes reliant les pôles, matérialisant ainsi le champ magnétique autour de l'aimant, ainsi que le montre la **figure 7**.

Le champ magnétique produit par un aimant de forme symétrique a les propriétés suivantes:

1 - Le champ est symétrique, sauf s'il est déformé par la présence d'une autre substance magnétique.
2 - La direction des lignes de force est telle qu'elles sortent du pôle Nord et rentrent par le pôle Sud.
3 - L'aiguille d'une boussole placée en n'importe quel point du champ magnétique, est toujours déviée d'une manière telle que son pôle Nord pointe constamment dans la direction des lignes de force (c'est-à-dire vers le pôle Sud).
4 - L'intensité du champ est maximum près des pôles et diminue lorsqu'on s'éloigne d'eux.

LOIS de l'ATTRACTION et de la REPULSION

Si une aiguille aimantée est suspendue à proximité d'un barreau aimanté, comme indiqué dans la **figure 8**, on constate que son pôle Nord est repoussé par le pôle Nord de l'aimant et, d'une manière analogue, on constate qu'une telle répulsion s'exerce entre les pôles Sud respectifs. Toutefois, les deux pôles de signes contraires s'attirent et il est facile d'en déduire les deux premières lois d'attraction et de répulsion.

Première loi: les pôles magnétiques de noms contraires s'attirent.

Deuxième loi: les pôles magnétiques de même nom se repoussent.

La figure 9 montre la direction du flux dans le cas de pôles analogues et de pôles opposés adjacents. Dans le deuxième cas, les lignes ne se rencontrent pas et se comportent comme si elles se repoussaient entre elles.

La **troisième loi** énonce que la force d'attraction ou de répulsion existant entre deux pôles magnétiques diminue rapidement au fur et à mesure que ces pôles s'éloignent l'un de l'autre.

En réalité, **la force d'attraction ou de répulsion varie d'une manière directement proportionnelle au produit des forces des pôles respectifs et inversement proportionnelle au carré de la distance les séparant**, à la condition que ces pôles soient suffisamment petits pour être assimilés à des points.

Par exemple, si la distance entre deux pôles Nord est portée de deux à quatre centimètres, la force de répulsion entre eux, devient le quart de sa valeur initiale. Si l'intensité magnétique est doublée, la distance restant la même, la force de répulsion entre les deux pôles aura une valeur double.

CHAMP MAGNETIQUE autour des CONDUCTEURS

En 1819, le physicien danois, Hans Christian Oersted montra qu'il existe une relation précise entre le magnétisme et l'électricité et découvrit que le passage d'un courant électrique s'accompagne de phénomènes ma-

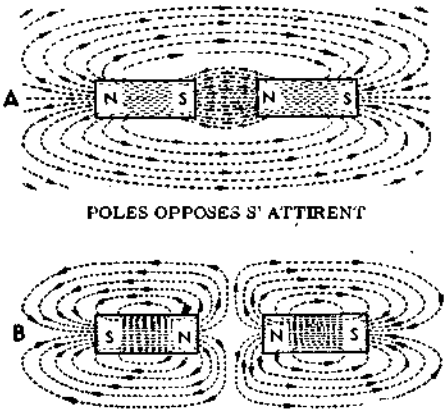


Fig. 9 - Direction des lignes de force de deux aimants rapprochés: les pôles étant opposés (A), les pôles étant de mêmes signes (B). Dans le premier cas, les deux circuits magnétiques s'intègrent.

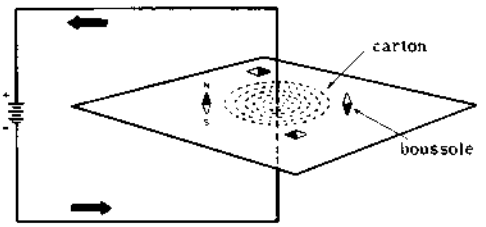


Fig. 10 - Au moyen d'une boussole, on peut constater l'existence et déterminer la direction du champ magnétique créé autour d'un conducteur parcouru par un courant.

gnétiques obéissant à certaines lois.

Si nous disposons une boussole à proximité d'un conducteur parcouru par un courant électrique, l'aiguille se place perpendiculairement au conducteur, montrant ainsi la présence d'une force magnétique.

On peut déceler cette présence en faisant passer un courant électrique dans un conducteur placé à la verticale et traversant un carton horizontal ainsi que le représente la **figure 10**. L'intensité et la direction de la force sont déterminées en déplaçant une boussole en différents points du carton et en observant le sens de la déviation. On suppose que la direction de la force corresponde à la direction du pôle Nord de l'aiguille; les déviations feront apparaître l'existence d'un champ magnétique circulaire autour du conducteur. Quand le courant se dirige vers le haut, le champ est orienté dans le sens des aiguilles d'une montre (en regardant d'en haut), mais si l'on inverse le sens du courant de telle sorte qu'il se dirige maintenant vers le bas, le champ est orienté dans le sens inverse des aiguilles d'une montre.

La relation entre la direction des lignes de force magnétique autour d'un conducteur et celle du passage du courant dans celui-ci peut être déterminée au moyen d'une règle dite **règle de la main gauche.**

En serrant un conducteur dans les doigts de la main gauche de telle manière que le pouce indique la direction du courant (du — vers le +), les autres doigts indiqueront le sens des lignes de force **(figure 11-A)**.

Il faut noter que ces lignes entourent le fil, mais n'y pénètrent et ne s'en éloignent en aucun point, et que le long du conducteur lui-même il ne se forme pas de pôles magnétiques.

Si on enroule le conducteur pour former une bobine, le courant crée un champ magnétique important à l'intérieur de cette dernière. Le champ magnétique devient encore plus intense si l'on place un corps magnétique, l'acier par exemple, à l'intérieur de la bobine.

Un fil enroulé en spirale, nous le savons déjà, prend le nom de **bobine**, de **solénoïde**, d'**inductance**, de **self**.

Les lignes de flux magnétique entourant chacune des spires de l'enroulement sont analogues à celles produites par un conducteur rectiligne. Les lignes de flux circulaires se concentrent au centre du solénoïde et produisent le champ intense dont nous avons parlé **(figure 11-B)**.

Dans l'espace compris entre deux spires adjacentes, les lignes de force ont la même intensité mais sont de direction opposée; elles tendent donc à s'annuler réciproquement et très peu d'entre elles, si ce n'est aucune, ne sortiront de la bobine entre les spires.

Comme le montre la figure, les lignes de force du solénoïde passeront toutes par le centre de l'enroulement, sortiront par une extrémité et, par l'extérieur, rejoindront l'autre extrémité.

Ces lignes mettent en évidence la formation de deux pôles aux extrémités, soit un pôle Nord du côté où elles sortent de l'enroulement et un pôle Sud du côté où elles rentrent. Ces polarités — ainsi que la direction des lignes de force — sont déterminées par le sens du courant et le sens d'enroulement du fil.

La méthode suivante peut être employée pour déterminer la polarité d'un solénoïde: en tenant la bobine dans la main gauche de telle manière que les doigts soient dirigés dans le sens du passage du courant, le pouce indiquera la direction du pôle Nord.

Les lois d'attraction ou de répulsion des pôles d'un solénoïde sont les mêmes que celles énoncées plus haut à propos des aimants.

EFFET du NOMBRE des TOURS et de l'INTENSITE du COURANT

L'intensité du champ (c'est-à-dire de la quantité de flux accumulé au centre d'une bobine) dans le cas illustré par la **figure 12**, peut être augmentée en augmentant le nombre des tours de la bobine, en augmentant l'intensité du courant qui la parcourt ou, enfin, en augmentant les deux à la fois.

On peut également augmenter le flux en plaçant à l'intérieur du solénoïde un noyau constitué par une substance ayant une perméabilité magnétique plus gran-

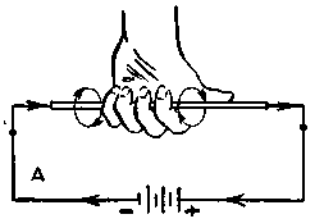


Fig. 11 A - Détermination de la direction des lignes de force autour d'un conducteur au moyen de la règle dite «de la main gauche».

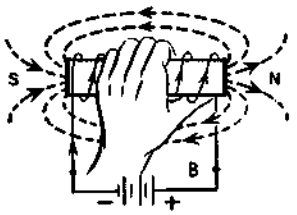


Fig. 11 B - Détermination de la direction des lignes de force d'un électro-aimant.

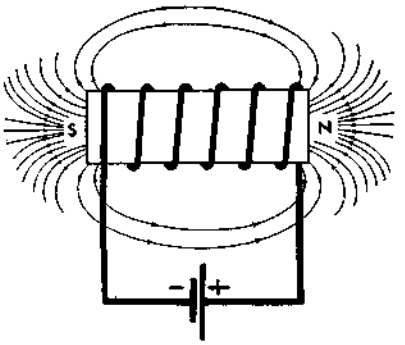


Fig. 12 - On peut augmenter l'intensité du champ magnétique produit par un solénoïde en augmentant soit le nombre des tours de la bobine, soit l'intensité du courant, soit en introduisant un noyau magnétique à l'intérieur.

de que celle de l'air. Nous verrons, par la suite, l'effet produit par un noyau ferro-magnétique sur l'intensité du champ.

Dans le cas d'une bobine sur air, le flux est directement proportionnel à l'intensité du courant passant dans l'enroulement et au nombre des tours de celui-ci et le produit du courant en ampères par le nombre des tours est ce qu'on appelle le facteur **ampères-tours** de la bobine.

Supposons, par exemple, que 1 000 ampères-tours produisent, dans l'air, le champ magnétique désiré; ce résultat pourra être obtenu avec une bobine de 50 spires parcourue par un courant de 20 ampères, ou par une bobine de 500 spires parcourue par un courant de 2 ampères ou encore par une bobine de 1 000 spires parcourue par un courant de 1 ampère, et ainsi de suite.

BLINDAGE MAGNETIQUE

Il n'existe pas de véritable isolant pour le flux magnétique. Si une substance non magnétique est placée dans un champ magnétique, le flux ne subit aucune variation appréciable, il passe à travers la substance elle-même. Par exemple, si nous plaçons une lame de verre entre les pôles d'un aimant en fer à cheval, le champ magnétique n'en sera nullement affecté bien que, du point de vue électrique, le verre soit un bon isolant.

Par contre, si l'on place dans le champ une substance magnétique (comme le fer doux, par exemple), le flux changera de direction pour passer par le fer qui est plus perméable (magnétiquement parlant) que l'air, voir **figure 13**. Selon toutes probabilités le flux, dans un tel cas, sera renforcé, mais jamais diminué.

Les dispositifs très sensibles des appareils électriques et des instruments de mesure utilisant des conducteurs ou des bobines parcourues par le courant, peuvent être influencés par des champs magnétiques extérieurs provoquant ainsi des lectures inexactes. Du moment qu'il est impossible de réaliser un isolement efficace, il est nécessaire d'employer des moyens propres à détourner le flux extérieur; on place par exemple, autour de l'instrument un capot en fer doux, appelé **blindage magnétique**. Puisque le flux passe dans le fer plus rapidement et avec plus d'intensité que dans l'air contenu à l'intérieur de l'enveloppe protectrice, on peut considérer que l'instrument est isolé du champ magnétique extérieur: ce phénomène est illustré par la **figure 14** représentant une montre enfermée dans un blindage en fer doux et le chemin suivi par le flux magnétique extérieur.

ANALOGIE avec la LOI d'OHM

La loi régissant le comportement du flux dans les circuits magnétiques est analogue à celle, bien connue, qui régit le passage du courant dans les circuits électriques.

Le **flux magnétique**, Φ, est comparable à l'intensité d'un courant (dans la loi d'Ohm) et il représente la quantité de lignes de force présentes dans le circuit magnétique.

Le maxwell est l'unité de mesure du flux, une ligne de force équivalant à 1 maxwell.

La **force magnétomotrice**, F, ou **f.m.m.** comparable à la force électromotrice de la loi d'Ohm, est la force provoquant la présence des lignes de flux. Son unité de mesure est **l'ampère-tour**.

La **réluctance R**, analogue à la résistance de la loi d'Ohm, est **l'opposition offerte au flux par le circuit magnétique**.

On a proposé pour unité de réluctance, **R**, le **rel** qui **est la réluctance offerte par un centimètre cube d'air**.

La réluctance d'une substance magnétique est proportionnelle à la longueur du circuit magnétique et inversement proportionnelle à sa section et à la perméabilité μ de cette substance. Elle est exprimée par la formule:

$$R = \frac{l}{\mu A}$$

dans laquelle l est la longueur en centimètres et A,

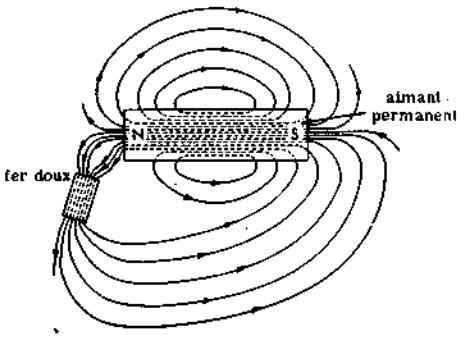


Fig. 13 - La présence d'un corps magnétique (fer doux) dans un champ magnétique, détermine une déviation des lignes de force.

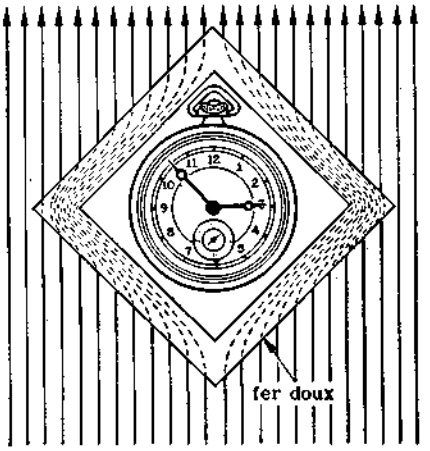


Fig. 14 - Pour soustraire un objet à l'effet d'un champ magnétique, on peut le placer dans une enveloppe en substance magnétique qui absorbe et dévie les lignes de force.

la surface de la section en centimètres carré (cm^2).

Une autre unité de force magnétomotrice quelquefois employée est le **gilbert**, représenté par la lettre *F*.

Le gilbert est la force necessaire pour produire un flux de 1 maxwell dans un circuit magnétique ayant une réluctance de 1 rel.

La force magnétique en gilberts peut être exprimée en fonction des ampères-tours, par la formule suivante:

$$F = 1{,}257\,IN$$

dans laquelle *F* est en gilberts, *I* en ampères et *N* est le nombre de tours de l'enroulement placé autour du circuit magnétique.

L'unité d'intensité de la force d'aimantation par unité de longueur est représentée par la lettre *H*. Elle est parfois exprimée en gilberts par centimètre, par la formule:

$$H = \frac{1{,}257\,IN}{l}$$

dans laquelle *l* est la longueur en centimètres.

La **perméabilité** est représentée par la lettre grecque μ (mu) et nous l'étudierons plus en détail par la suite. Toutefois, il convient d'en donner dès à présent, une définition qui permettra de mieux comprendre la loi suivante (loi de Rowland) et ses applications pratiques.

Donc, **la perméabilité mesure l'aptitude plus ou moins grande des corps à se laisser traverser par un flux magnétique**, la perméabilité de l'air étant prise pour référence et ayant, en conséquence, la valeur 1.

La perméabilité s'exprime donc comme étant le rapport entre la densité du flux en lignes par cm^2 (gauss, ou *B*) et l'intensité de la force magnétisante en gilberts par cm de longueur (*H*). Elle est donnée par la formule suivante:

$$\mu = \frac{B}{H}$$

Selon la loi d'Ohm, l'intensité d'un courant est directement proportionnelle à la tension et inversement proportionnelle à la résistance du circuit. La formule est celle-ci:

$$I = \frac{E}{R}$$

La **loi de Rowland** énonce d'une manière analogue, dans le cas de circuits magnétiques, que **le nombre des lignes du flux magnétique, en maxwell, φ est directement proportionnel à la force magnétomotrice, en gilbert (F) et inversement proportionnel à la réluctance** *R*, offerte par le circuit magnétique.

En exprimant ceci par une formule, on a:

$$\Phi = \frac{F}{R}$$

L'analogie entre la loi d'Ohm et la loi de Rowland est évidente.

Un autre terme employé dans l'étude des circuits magnétiques est la **perméance**. C'est l'inverse de la réluctance et son symbole est la lettre *P*.

$$P = \frac{1}{R}$$

Les valeur de *B*, de *H* et de μ, pour les substances magnétiques les plus usuelles, sont données dans un tableau de la leçon n° 15.

La **perméance** est comparable à la conductance des circuits électriques et peut être définie comme étant **la caractéristique des circuits magnétiques permettant aux lignes de force de les parcourir.**

Dans la leçon 15 on trouvera un tableau permettant de comparer les unités, les symboles et les équations employés dans les applications de la loi d'Ohm aux circuits électriques et celles de la loi de Rowland aux circuits magnétiques.

Donnons, dès à présent, un exemple d'application pratique de cette dernière.

Supposons que nous devions calculer le nombre d'ampères-tours nécessaires pour produire 20 000 lignes de force dans un anneau d'acier ayant une section de

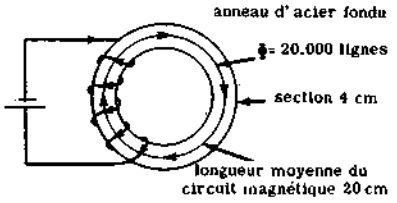


Fig. 15 - Détermination du nombre d'Ampères-tours nécessaires pour produire un flux de 20 000 lignes de force dans un circuit magnétique ayant les caractéristiques ci-dessus (voir texte).

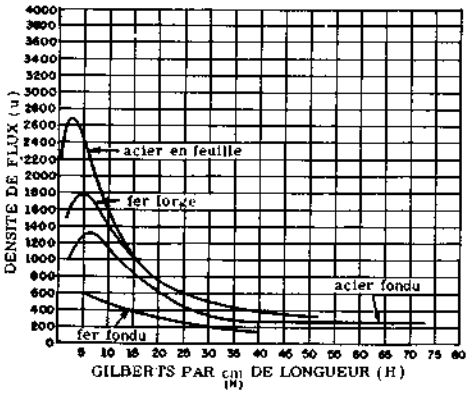


Fig. 16 - Courbe de perméabilité de divers matériaux magnétiques.

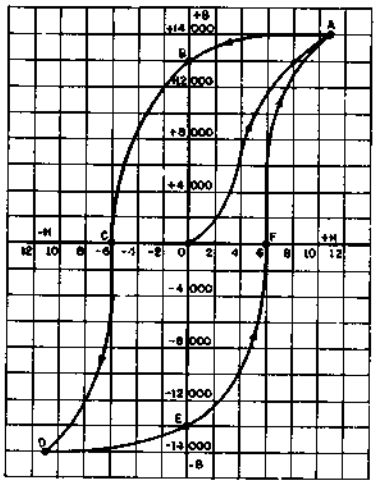


Fig. 17 - Exemple du «cycle d'hystérésis» d'une substance magnétique.

4 cm² et une longueur moyenne de 20 cm (voir **figure 15**).

La densité de flux B est calculée au moyen de la formule:

$$B = \frac{\Phi}{A} = \frac{20\,000}{4} = 5\,000 \text{ lignes / cm}^2$$

d'après le tableau 30 (page 116), nous voyons que la valeur de H pour l'acier est d'environ 3,9. La formule qui permet de calculer H est, comme nous l'avons vu:

$$H = \frac{1{,}257\,IN}{l}$$

de laquelle nous tirons:

$$IN = \frac{Hl}{1{,}257}$$

en substituant à H sa valeur 3,9 et à l le nombre 20 (cm), on a:

$$IN = \frac{3{,}9 \times 20}{1{,}257} = 62 \text{ ampères-tours}$$

PROPRIETE des MATERIAUX MAGNETIQUES

Si au lieu du barreau d'acier nous utilisons des feuilles d'acier recuit, nous obtiendrons une aimantation plus intense car la perméabilité est plus grande grâce à la meilleure propagation des lignes de force.

Le rapport entre le flux produit par une bobine sur noyau de fer (ou toute autre substance) et celui produit par la même bobine — le courant étant maintenu d'intensité constante — sans noyau (sur air), donne la **perméabilité** du fer (ou de l'autre substance).

Nous avons dit que la perméabilité de l'air est égale à 1; c'est aussi la valeur de la perméabilité des substances non-magnétiques comme, par exemple le bois, l'aluminium, le cuivre, le laiton, etc...

La perméabilité des matériaux magnétiques varie avec l'intensité de l'aimantation, elle est minimum pour des flux d'intensité élevée (voir tableau 30 et **figure 16**).

HYSTERESIS

Pour bien comprendre la notion d'**hystérésis**, observons la **figure 17** qui représente justement, un cycle d'hystérésis d'une substance magnétique quelconque.

La force d'aimantation est indiquée en gilberts par cm de longueur le long de l'axe H, en positif et négatif tandis que la densité de flux est indiquée, en gauss, le long de l'axe B, en positif et négatif également.

L'intensité H de la force d'aimantation — appliquée au moyen d'une bobine parcourue par un courant et placée autour du matériau examiné — est variable d'une manière uniforme pendant un cycle de fonctionnement, en partant de zéro. En d'autres termes, on augmente la force d'aimantation dans le sens positif (pour une direction donnée du sens du courant dans une bobine) jusqu'à un maximum de 11 gilberts/cm. Pendant ce temps, la densité de flux B passe de zéro à 14 000, au point A.

Si l'on ramène la valeur de H, progressivement, à zéro, la courbe de la densité de flux ne reprend pas la même valeur, en suivant à la descente la même courbe qu'à la montée mais, au contraire, elle passe par le point B correspondant à la densité 13 000.

La quantité de flux magnétique représentée par la longueur de la ligne OB est l'inertie de la substance magnétique.

Cette rémanence ou retard dans la désaimantation est due à l'aptitude du matériau à conserver une certaine aimantation, après que la cause l'ayant produite ait cessé. Elle est maximum pour l'acier trempé et minimum pour le fer doux.

La valeur de l'aimantation résiduelle, quand H a été réduit à zéro, dépend de la substance en cause et de la densité maximum atteinte par le flux. Dans notre cas, l'aimantation résiduelle est de 13 000 gauss.

Si maintenant nous faisons passer à travers la bobine un courant de sens opposé à celui envoyé au début de l'expérience, de telle sorte que l'intensité de la force d'aimantation atteigne la valeur H, nous consta-

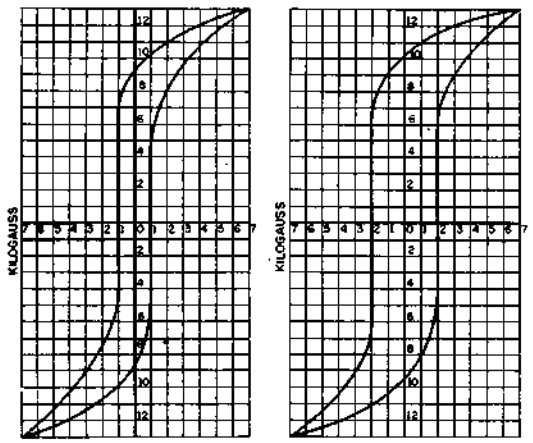


Fig. 18 - Comparaison entre les courbes d'hystérésis de l'acier recuit et de l'acier trempé. On constate que dans l'acier trempé le frottement entre les molécules provoque des pertes plus importantes (surface comprise entre les courbes).

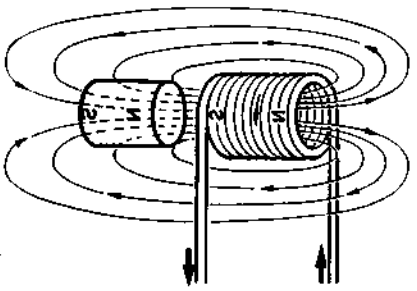


Fig. 19 - Un morceau de substance magnétique s'aimante, sous l'effet des lignes de force d'un champ magnétique, avec une polarité opposée à celle du champ et est attiré par lui.

terons que cette force doit atteindre la valeur correspondant au point V avant que l'aimantation résiduelle ne soit réduite à zéro. La quantité de force d'aimantation nécessaire pour réduire à zéro le magnétisme résiduel représentée par la longueur *OC*, représente la **force coercitive**. Dans notre cas, elle est de 6 gilberts par cm.

Si, par la suite, on augmente jusqu'à 11 gilberts par cm la valeur de cette force, la courbe descend de *C* à *D*, provoquant une aimantation de la substance sous une polarité opposée à la précédente. Si la force d'aimantation est, ensuite, ramenée de nouveau à zéro, la densité du flux magnétique est ramenée au point *E*. La quantité de flux magnétique représentée par le segment *OE* caractérise encore l'inertie de la substance, comme indiqué plus haut par le segment *OB*; l'aimantation résiduelle est de nouveau de 13 000 gauss.

Le cycle se répète si le courant est inversé de nouveau et, en conséquence, l'aimantation suit un cycle semblable à celui du courant qui la produit, mais — comme cela résulte de l'analyse faite ci-dessus — avec un certain retard provoqué par les frottements entre molécules.

Si l'inversion du sens de l'aimantation est lente, la perte d'énergie peut être négligée tandis que si elle est rapide (cas du courant inversant rapidement sa polarité, appelé courant alternatif), la perte d'énergie peut être considérable, particulièrement dans le cas de l'acier trempé. Un autre facteur déterminant des pertes par hystérésis est la densité maximum de flux appliquée au materiau en question.

La **figure 18** illustre la comparaison entre les courbes d'hystérésis de l'acier recuit et celle de l'acier trempé. La surface comprise entre chacune d'elles donne la quantité d'énergie perdue pendant chaque cycle; on constate, ainsi, que dans l'acier trempé les frottements entre les molécules provoquent des pertes plus importantes. Il est donc indispensable, dans la construction des transformateurs ou autres dispositifs analogues, d'employer des matériaux à faibles pertes par hystérésis.

ELECTRO-AIMANTS

Un électro-aimant est constitué par une bobine placée sur un noyau en fer doux.

Quand la bobine est parcourue par un courant continu, le noyau s'aimante avec la même polarité qu'aurait le champ magnétique en l'absence de noyau et, si la direction du courant change, le champ magnétique s'inverse également.

Le noyau magnétique placé à l'intérieur de la bobine joue deux rôles importants: tout d'abord, il intensifie le flux car sa perméabilité est plus grande que celle de l'air et, en second lieu, il concentre considérablement ce flux.

Le flux produit à l'intérieur de la bobine exerce son influence sur les molécules du noyau et, par suite, sur les « domaines » en les contraignant à s'aligner. On constate un phénomène identique si le noyau est approché dans le champ d'un autre aimant, au lieu d'être placé dans une bobine.

Dans le cas du fer doux, dès que le courant d'aimantation cesse, la plus grande partie des aimants atomiques se disperse en prenant des orientations diverses et il se désaimante, tandis que dans le cas de l'acier trempé, la plus grande partie de ces aimants atomiques conserve l'orientation acquise sous l'effet de l'aimantation et, par suite, ce matériau devient un aimant permanent.

Pour fabriquer les électro-aimants on utilise le fer doux ou d'autres matériaux ayant une grande perméabilité et une faible rémanence. On a constaté expérimentalement qu'un morceau de fer doux est attiré avec une force égale par les deux pôles d'un aimant et que — d'une manière analogue — une même attraction est exercée par une bobine parcourue par un courant si tous deux sont orientés de la manière indiquée sur la **figure 19**.

Comme on peut le voir sur la figure, les lignes de force passent dans le fer doux et l'aimantent par induction et, étant donné que des pôles opposés s'attirent, le noyau est attiré à l'intérieur de la bobine; il s'ensuit que, si le noyau peut se mouvoir librement, il aura tendance à se placer au centre la bobine.

Leçon n° 14

MOYENS DE PRODUCTION DU COURANT ELECTRIQUE

Dans la leçon n. 8 nous avons exposé les moyens de production du courant électrique basés sur les réactions chimiques. Nous avons étudié les phénomènes, les techniques et les caractéristiques des différentes piles et accumulateurs et nous avons fait remarquer que, dans le domaine de l'électronique, ces moyens sont assez peu utilisés, bien qu'ils aient retrouvé tout leur intérêt depuis l'apparition des transistors.

Au sujet des accumulateurs, nous dirons encore quelques mots, comme prévu, sur les divers types de charge. Par la suite — dans cette leçon — nous examinerons les autres moyens de production de l'énergie électrique, ceux mettant en œuvre des phénomènes autres que les réactions chimiques.

TYPE de CHARGE des ACCUMULATEURS

Suivant son état, une batterie d'accumulateurs peut être chargée sous des régimes différents: 1) Charge initiale, 2) normale, 3) d'entretien, 4) intermittente et 5) d'urgence.

Charge initiale. Les plaques d'une batterie neuve livrée sans électrolyte sont en condition de décharge totale et, après remplissage avec la solution, il est nécessaire de les mettre en condition de charge, ce que l'on fait par une plus longue charge qui doit être faite en suivant les instructions du fabricant.

Charge normale. Elle consiste dans la procédure habituelle de charge, pendant le cycle normal de fonctionnement.

On opère ainsi:

1 - Déterminer l'intensité du courant de recharge, au début et à la fin de la charge, au moyen des instructions du fabricant ou, à défaut, en recourant à une table spéciale.

2 - Ajouter de l'eau dans chaque élément, si nécessaire.

3 - Relier la batterie à un tableau de charge (un chargeur) en s'assurant que la polarité est correcte et que les bornes sont bien propres et fortement serrées.

4 - Brancher le chargeur et régler l'intensité du courant à la valeur requise en **début** de charge.

5 - Contrôler la température et le poids spécifique toutes les heures.

6 - Dès que l'ébullition se manifeste, réduire l'intensité du courant à la valeur **finale**.

La charge normale est terminée quand le poids spécifique, corrigé en fonction de la température, présente un écart maximum de 5 points (0,005) avec celui trouvé lors de la charge précédente.

Charge d'entretien. Elle est effectuée périodiquement sous une faible intensité (celle prévue pour la fin de charge) et a pour effet de s'assurer que tout le sulfate de plomb a disparu de sur les plaques et que le poids spécifique de l'électrolyte a atteint sa valeur maximum dans tous les éléments. Une telle charge est poursuivie jusqu'à ce que le poids spécifique (corrigé en fonction de la température) ne subisse aucune variation pendant une période de temps de 4 heures: le contrôle sera effectué toutes les 30 minutes.

Charge intermittente. Il est possible de maintenir une batterie en état de charge totale en la reliant en permanence aux bornes d'une source d'énergie électrique dont la tension est maintenue entre des limites allant de 2,13 à 2,17 volts pour chacun des éléments; le taux de charge est déterminé en fonction de la tension de la batterie et d'une certaine valeur de l'intensité du courant. La tension sera maintenue à une valeur se rapprochant le plus près possible de 2,15 volts par élément.

Ceci constitue le système dit de la « batterie tampon ».

Charge d'urgence: Elle est faite quand il est indispensable de recharger la batterie dans le minimum de temps possible et s'effectue sous une intensité beaucoup plus élevée que la normale. On doit y recourir rarement car elle est néfaste pour la durée de la batterie elle-même.

PRODUCTION d'ELECTRICITE par EFFET MAGNETO-MECANIQUE

La dynamo

Tout comme les procédés chimiques, les systèmes magnéto-mécaniques de production de courant se révèlent d'une importance capitale, c'est pourquoi nous les étudierons en détail. Les autres procédés étant, actuellement, d'un emploi moins fréquent et moins pratique, nous les décrirons par la suite lorsque nous les rencontrerons au cours d'applications particulières, dans le domaine de l'électronique et, à cette occasion, nous donnerons tous les détails utiles, tant en ce qui concerne les phénomènes mis en jeu que leurs caractéristiques propres.

Les circuits électriques nécessitent pour leur fonc-

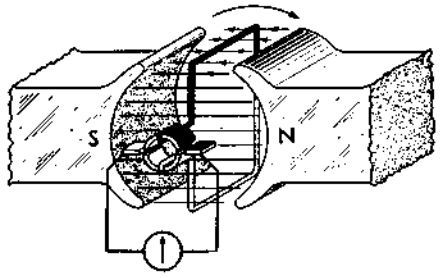
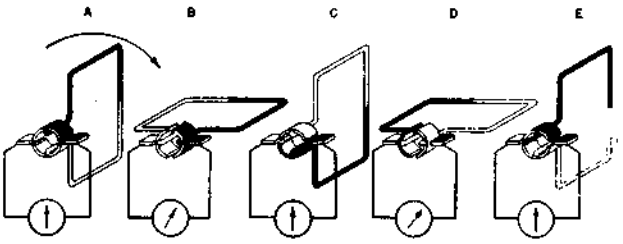


Fig. 1 - Principe de base du générateur de courant continu. Le courant électrique est produit par la rotation d'une spire de conducteur dans un champ magnétique; il est recueilli par deux balais en contact alternativement avec les deux extrémités de la spire.



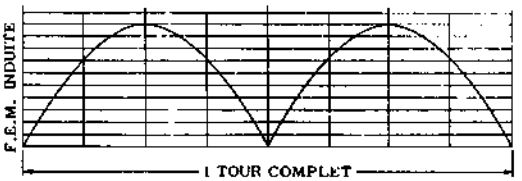


Fig. 2 - Allure générale de la tension produite par le générateur. Chacun des arcs correspond à la rotation de 180 °C de la spire.

tionnement, une quantité d'énergie plus grande que celle pouvant être normalement fournie par une batterie, sont alimentés au moyen de machines électriques tournantes appelées « générateurs ». Ceci est le cas, en particulier, pour les réseaux d'éclairage, pour les moteurs, pour les fours électriques, etc... qui demandent — cela est bien connu — une quantité d'énergie de beaucoup supérieure à celle pouvant être obtenue par des batteries usuelles.

Ces machines tournantes, ou générateurs, peuvent fournir une quantité d'énergie allant de quelques dizaines de watts à des milliers de kilowatts.

Un générateur de courant est en effet, une machine tournante transformant l'énergie mécanique en énergie électrique. Cette transformation est obtenue par la rotation d'un induit, formé de conducteurs électriques, dans un champ magnétique induisant une f.e.m. dans ces conducteurs. Pour que cela soit possible, il faut que ces conducteurs soient en mouvement par rapport au champ magnétique, ou vice-versa; au cours de leur déplacement, les conducteurs coupent les lignes de force du champ magnétique.

Dans la majeure partie des générateurs de courant électrique, l'induit constitue la partie tournante, ou **rotor,** tandis que la source de champ magnétique est la partie fixe, le **stator**. L'arbre — ou axe de rotor — est soumis à une force extérieure qui en provoque la rotation et, dès que celle-ci commence, l'énergie motrice détermine une différence de potentiel aux bornes de l'enroulement du rotor, donnant ainsi, une tension utilisable pour alimenter un circuit extérieur.

L'énergie mécanique doit être appliquée à l'arbre du générateur aussi longtemps que l'on désire que celui-ci fournisse de l'énergie électrique.

La puissance nécessaire pour faire tourner le rotor est fournie par une source d'énergie dite primaire laquelle peut être une turbine(un moteur à essence ou Diesel ou une machine à vapeur et — dans le cas de véhicules en mouvement — elle peut être prélevée au moyen d'engrenages sur le moteur lui-même, comme cela se fait pour les automobiles, les navires, les avions, etc...

La production de la f.e.m. résulte, comme nous l'avons dit, du mouvement relatif des conducteurs de l'induit par rapport au champ magnétique: la quantité d'énergie induite est fonction de trois facteurs:

1) l'intensité du champ magnétique,
2) la longueur des fils de l'enroulement, c'est-à-dire du nombre des spires et du diamètre des conducteurs enroulés sous forme de bobine,
3) de la vitesse avec laquelle des conducteurs coupent le champ magnétique, c'est-à-dire de la vitesse de rotation du rotor dans le champ.

Ce sont ces facteurs qui doivent être pris en considération et combinés au mieux lors des études préliminaires à la construction d'un générateur électrique.

GENERATEURS de COURANT CONTINU

Principe de fonctionnement. La **figure 1** montre le principe du fonctionnement d'un générateur de courant continu.

On fait tourner une spire de fil conducteur dans un champ magnétique formé entre deux expansions polaires **S** et **N** (c'est-à-dire Sud et Nord), dans le sens indiqué par la flèche. La moitié de la spire, figurée en noir, est reliée au segment semi-cylindrique noir, tandis que l'autre moitié, figurée par un double trait, est reliée au semi-cylindre blanc. Ces deux segments sont isolés l'un de l'autre; ils forment un contacteur sur lequel viennent frotter, de chaque côté, deux balais métalliques fixes, dont chacun se trouve successivement en contact avec les deux segments semi-circulaires, au fur et à mesure que la spire tourne sur son axe.

La partie tournante du générateur de courant continu s'appelle **l'induit** et la production de courant électrique se fait de la façon suivante:

1) Dans la position **A (figure 2)**, la spire tourne dans le sens des aiguilles d'une montre, et aucune ligne de force n'est coupée, par suite aucune f.e.m. n'est induite. On notera que les deux segments semi-cylindriques commencent à être en contact avec les balais de leur couleur, mais ils restent encore, pour le mo-

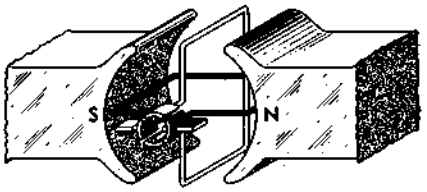
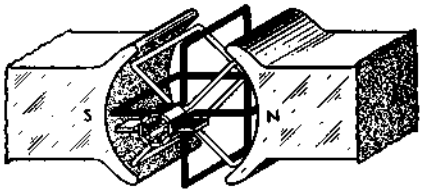


Fig. 3 - En mettant deux spires, perpendiculaires entre elles, au lieu d'une seule, on obtient quatre impulsions de courant au lieu de deux, à chacun des tours.



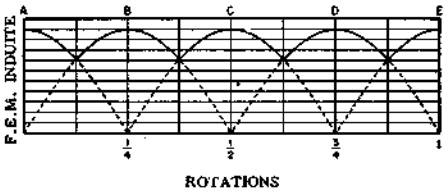
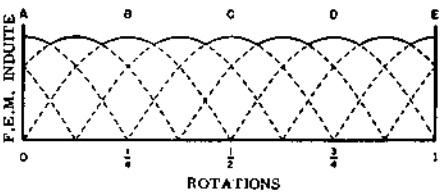


Fig. 4 - En augmentant encore le nombre des spires tournantes, la tension produite tend à devenir presque continue et ne présente plus que de faibles ondulations.



ment, en contact avec ceux de couleurs opposées.

2) Dans la position **B**, les lignes de flux sont coupées perpendiculairement, l'amplitude de la f.e.m. induite atteint alors, sa valeur maximum. Les deux balais sont en contact avec les segments ayant la même couleurs qu'eux; l'aiguille de l'instrument de mesure qui contrôle le passage du courant se déplace vers la droite, indiquant ainsi la polarité de la tension de sortie.
3) Dans la position **C**, la spire a effectué une rotation de 180°. Dans cette position, elle ne coupe aucune ligne de force: la f.e.m. induite est nulle.

Il est important de noter, dans la position **C**, les positions réciproques des balais et des segments; sous l'effet d'une rotation de 180°, le balai noir se trouve à nouveau entre les segments blancs et noirs — en contact avec les deux — exactement comme le balai blanc placé du côté diamétralement opposé. Dès que le rotor a légèrement dépassé la position 180°, le balai noir reste en contact avec le demi-cylindre blanc et le balai blanc avec le demi-cylindre noir.

Par suite de cette action de commutation déterminée par le mouvement des segments par rapport aux balais, le balai noir est toujours en contact avec la partie de la spire qui se déplace de haut en bas, tandis que le blanc est en contact avec celle se déplaçant du bas vers le haut.

Ainsi malgré le changement de direction du courant dans la spire, le commutateur rotatif agit de telle sorte que le courant passant dans le circuit extérieur — dans l'instrument de mesure, dans notre cas — conserve toujours le même sens.

Le graphique de la figure 2 montre l'allure de la tension fournie par le générateur pendant une rotation complète. Récapitulons: le courant, produit dans les conducteurs constituant le rotor, inverse son sens à chaque rotation de 180°, mais l'action combinée du commutateur rotatif et des balais de contact fait en sorte que le courant extérieur conserve une direction, c'est-à-dire une polarité, constante.

A l'instant où chacun des balais est en contact avec les deux segments du commutateur, (position **A, C** et **E** dans la figure 2) les deux segments se trouvent court-circuités. Si une f.e.m. induite se produisait à cet instant, il en résulterait un passage de courant d'intensité notable qui pourrait endommager le commutateur. C'est pourquoi, les peignes doivent être placés dans des positions telles que le contact avec les deux segments à la fois ne puisse se produire que pendant les moments où la f.e.m. est nulle, c'est-à-dire dans la position appelée « plan neutre ».

Ondulations. La tension produite par le type de générateur décrit ci-dessus varie en amplitude, entre 0 et sa valeur maximum, deux fois pendant chaque rotation complète du rotor (voir figure 2). Ces variations d'amplitude de la tension constituent ce qu'on appelle les «ondulations»; elle peuvent être réduites en employant un plus grand nombre de spires tournantes — c'est-à-dire de bobines — comme nous l'indiquons sur les **figures 3** et **4**. En augmentant le nombre des enroulements du rotor, l'amplitude des variations entre la valeur minimum et cette dernière tend à prendre les caractéristiques d'un véritable courant continu.

On note, dans les figures 3 et 4, que le nombre des segments de contact formant le commutateur augmente avec le nombre des enroulements; en d'autres termes, il y a deux segments pour un enroulement, quatre pour deux enroulements, six pour trois enroulements,

Tension de sortie. La tension induite dans un rotor formé par une unique spire est très petite; l'augmentation du nombre des enroulements, nous venons d'en parler, est utile pour égaliser la tension de sortie, mais non pour en augmenter l'amplitude. Celle-ci par contre, peut être rendue plus grande en bobinant un plus grand nombre de spires pour chacun des enroulements.

La tension de sortie d'un générateur de courant continu peut être calculée en faisant le produit du nombre des spires de chaque enroulement, par la densité de flux existant entre chaque paire de pôles magnétiques et la vitesse de rotation de l'induit.

Dès maintenant, il faut remarquer que jusqu'ici nous avons parlé exclusivement de générateurs à deux pôles (un Nord et un Sud) mais — nous le verrons par

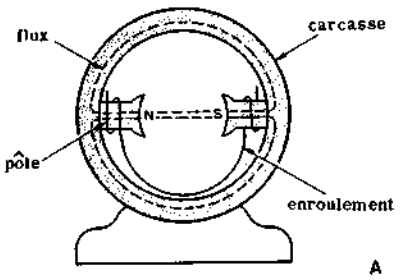


Fig. 5 A - Disposition des pôles et sens des enroulements de l'inducteur d'un générateur à deux pôles. Le circuit magnétique se ferme à travers le rotor non indiqué sur la figure.

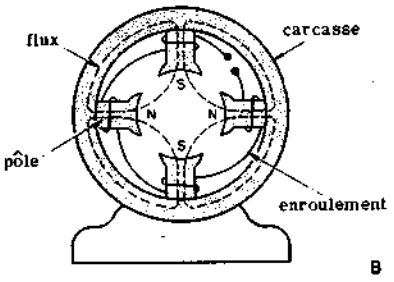


Fig. 5 B - Disposition des pôles et sens des enroulements de l'inducteur dans un générateur à quatre pôles. Bien sûr ici encore, le circuit magnétique se ferme à travers le rotor qui n'est pas indiqué.

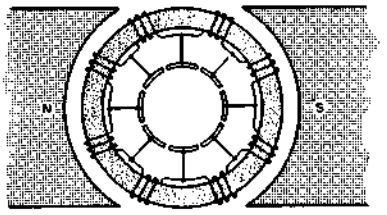


Fig. 6 - Induit (partie tournante) d'un générateur du type à anneau. Les enroulements comportent huit sections: chaque section aboutit à un contact (collecteur) à partir duquel le courant est recueilli par un balais.

la suite, il existe des générateurs pourvus de plusieurs paires de pôles, ce qui contribue à égaliser la tension de sortie exactement de la même façon qu'en augmentant le nombre des enroulements séparés.

GENERATEURS de C.C. dans la PRATIQUE

Comme nous l'avons vu, les éléments essentiels d'un générateur sont: les **pôles inducteurs, l'induit rotatif le commutateur rotatif** formé de segments (collecteur) et des **balais.**

Toutefois les générateurs utilisés diffèrent pratiquement du type élementaire décrit plus haut, par diverses particularités que nous allons examiner ci-dessous.

Pôles magnétiques. Les générateurs construits industriellement sont pourvus d'électro-aimants au lieu d'aimants permanents ceci ayant pour résultat d'accroître considérablement le champ magnétique sans, pour autant augmenter les dimensions du stator.

La **figure 5** nous montre l'aspect de deux générateurs comportant respectivement 2 et 4 pôles; la partie extérieure ou armature a deux fonctions bien définies: elle complète le circuit magnétique entre les pôles et elle sert de support mécanique à l'ensemble de l'appareil. Dans les générateurs de petites dimensions, l'armature est formée par un corps en fer unique, tandis que dans les générateurs plus importants, elle est constituée de deux parties solidement réunies entre elles. Le stator doit posséder de bonnes propriétés magnétiques puisque, avec ses expansions polaires, il forme la plus grande partie du circuit magnétique.

Les expansions polaires sont fixées à l'intérieur du stator: elles forment les noyaux sur lesquels seront bobinés les enroulements de champ. Elles sont généralement constituées par un assemblage de tôles laminées, dans le but de réduire les courants parasites, et jouent le même rôle que les noyaux: elles concentrent le flux magnétique produit par les électro-aimants.

Le stator tout entier — c'est-à-dire aussi bien l'armature ou carcasse extérieure que les expansions polaires — est construit en fer ayant de hautes qualités magnétiques ou encore, en acier laminé.

Les bobines d'induction sont formées par un grand nombre des spires de fil isolé. Elles sont bobinées sur des supports spéciaux dont la forme permet le logement et la fixation rigide sur les expansions polaires. Le courant d'excitation qui les traverse provient d'une source extérieure, ou encore de la tension produite par le générateur lui-même. Il n'existe aucune liaison électrique entre les bobines d'induction et les expansions polaires.

Les enroulements de l'inducteur sont reliés de telle façon que les pôles successifs soient de polarité contraire: à chaque pôle Nord doit correspondre un pôle Sud et, par conséquent, les pôles d'un générateur doivent toujours être en nombre pair.

Il convient de noter que les expansions polaires, visibles sur la figure 5, sont placées à l'intérieur de la carcasse. Ceci réduit l'espace existant entre elles et le rotor, avec, pour conséquence, une augmentation du rendement car l'air offre une réluctance notable au champ magnétique. Lorsque les expansions polaires s'étendent de la manière qui vient d'être décrite, on les appelle « pôles saillants ».

Le rotor. Ainsi que nous l'avons vu précédemment, le rotor est la partie tournante du générateur. Il est formé par des bobines enroulées sur des noyaux en fer, un commutateur et toutes les parties mécaniques associées. Le noyau de fer a pour effet de concentrer le champ magnétique et, dans ce but, il est construit en fer laminé pour éviter les courants parasites.

Il existe deux types de rotor, le type en **anneau** et le type en **tambour.**

La **figure 6** illustre un type de rotor en anneau formé par un corps en fer, un enroulement à huit sections et un collecteur à huit segments.

Dans le rotor en tambour, les enroulements sont placés dans des fentes pratiquées dans le noyau et il n'existe aucune liaison électrique entre les enroulements et le noyau (voir **figure 7**). On emploie de telles fentes pour améliorer la tenue mécanique du rotor. Les enroulements sont maintenus dans les fentes au moyen de bandes de matière isolante (carton ou fibres spéciales. Les connexions entre les différents enroulements sont réalisées au moyen de fils reliés aux segments du collecteur.

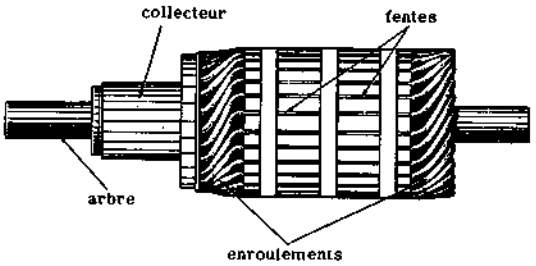


Fig. 7 - Rotor du type en tambour. Les enroulements sont placés dans des fentes: ici aussi, les extrémités des diverses sections sont reliées à autant de segments (du collecteur) isolés les uns des autres.

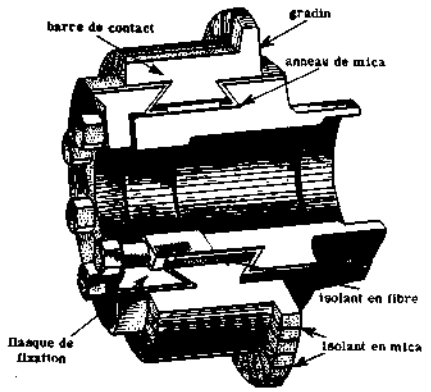


Fig. 8 - Vue en coupe d'un collecteur placé à une extrémité du rotor (voir figure 7). On peut distinguer les barres de contact en cuivre, les supports isolants, la flasque de fixation et le logement réservé à l'arbre. En raison de son mode de fonctionnement, le collecteur est parfois appelé commutateur.

Le collecteur. La **figure 8** représente la section transversale d'un collecteur classique.

Il est fixé à une extrémité du rotor (voir figure 7) et est formé par des segments en cuivre électrolytique dur, isolés entre eux par de minces feuilles de mica. Ces segments sont rigidement maintenus en place au moyen d'anneaux en acier profilé ou de flasques. Une couche isolante en mica est également placée entre les segments et les anneaux ou les flasques. La partie saillante de chacun des segments prend le nom de **gradin** et les extrémités des enroulements du rotor y sont soudées. En l'absence de ces gradins, les connexions sont soudées sur une protubérance existant à une des extrémités de chaque segment.

Les balais sont en contact direct avec la surface externe du collecteur et forment ainsi, un moyen de liaison avec le circuit extérieur. Ils sont constitués par un mélange de charbon spécial et de poudre de cuivre fortement pressé et sont maintenus dans la position requise par des supports spéciaux isolés de la masse métallique.

Pendant la rotation, les balais frottent sur le collecteur, sur lequel ils sont maintenus en contact au moyen de ressorts, et le jeu de leurs supports leur permet d'en suivre les irrégularités. La liaison au circuit extérieur se fait au moyen de connexions flexibles formées par des fils de cuivre souple tressés. Les balais sont, d'autre part réglables, ce qui permet d'ajuster la pression sur le collecteur et leur position par rapport aux segments du collecteur.

Commutation. En faisant tourner le rotor d'un générateur de c.c. une tension apparaît dans les enroulements, à mesure que ceux-ci passent devant les expansions polaires. Cette tension peut être recueillie par l'intermédiaire des balais. Au fur et à mesure que les segments qui font face aux enroulements, viennent en contact avec les balais, deux actions simultanées se produisent: tout d'abord le courant — conséquence de la tension induite dans les bobines — est recueilli et, en second lieu, les bobines qui se trouvent dans les espaces interpolaires sont court-circuitées et les liaisons aux bobines sont inversées.

L'ouverture et la fermeture continuelle des connexions avec la bobine dans laquelle circule le courant induit impose l'emploi de balais ayant une très faible résistance de contact. En outre, les balais doivent être construits avec une matériau tel, que les frottements soient réduits au minimum car, dans le cas opposé, le collecteur serait soumis à une usure excessive. C'est pourquoi les balais sont constitués par un aggloméré peu dur mais conçu toutefois, pour assurer une durée de fonctionnement assez longue. La résistance de contact du charbon (élément prédominant dans la structure du balai) étant assez grande, la surface de contact sur le collecteur doit être importante et celle du collecteur doit être aussi lisse que possible. On doit éviter d'une manière absolue d'employer des produits lubrifiants, en ce point, et lors des opérations de polissage du collecteur il est nécessaire d'éviter toutes fentes ou rayures sur la surface.

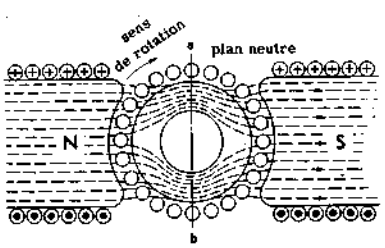
En théorie, on ne devrait pas constater de production d'étincelles pendant le fonctionnement, toutefois, les courants induits dans les bobines du rotor donnent naissance à un champ magnétique qui s'oppose à celui créé par les enroulements du stator. La présence de ce champ opposé provoque un déplacement du plan neutre.

La **figure 9** montre comment se produit cet effet appelé « réaction du rotor ».

Dans la section **A** sont représentées les lignes de flux produites par les deux pôles au moment où aucun courant ne passe dans les enroulements du rotor. Ces lignes sont courbées en raison de la présence de l'armature en fer placée entre les deux pôles; ceci est une distorsion normale du champ magnétique dans un générateur. La ligne *ab* indique l'axe zéro du champ.

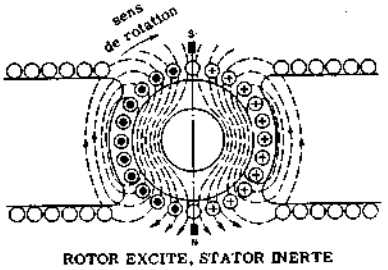
La section **B** montre les lignes de flux produites par le courant passant dans les seuls enroulements du rotor; on suppose, en d'autres termes, que les bobines de l'inducteur ne sont pas excitées et, par suite aucun champ magnétique ne se manifeste entre les expansions polaires.

La section **C**, pour terminer, montre le champ résultant de la combinaison des deux flux précédemment



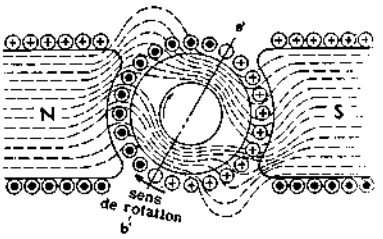
INDUCTEUR EXCITE, ROTOR INERTE

Fig. 9 A - Les courants circulant dans les bobines du rotor créent un champ magnétique qui s'oppose à celui produit par les enroulements du stator, cela provoque le déplacement du plan neutre. Sens des lignes de force en l'absence de courant dans le rotor.



ROTOR EXCITE, STATOR INERTE

Fig. 9 B - Lignes de force produites par le courant circulant dans les enroulements du rotor: sens de rotation. On suppose que les bobines de l'inducteur ne sont pas excitées et par suite, aucun champ magnétique ne se manifeste entre les expansions dans l'air.



STATOR ET ROTOR EXCITES

Fig. 9 C - Champ magnétique résultant de la superposition des deux champs que nous avons illustrés dans les deux figures précédentes (stator et rotor). Comme on peut le voir, l'axe zéro du champ se trouve, dans ce cas, incliné ce qui provoque la présence d'étincelles sur le collecteur.

décrits: le flux *A* produit par les pôles et le flux *B* produit par le courant passant dans le rotor.

Il est important de noter que l'axe zéro du champ résultant est déplacé, comme l'indique la ligne a' b'. Un tel déplacement détermine la nouvelle position du plan neutre. Le déplacement du champ principal agit de telle sorte que les bobines du rotor qui allaient être court-circuitées par les balais, subissent l'influence d'un champ d'intensité réduite qui induit, en elles, une faible tension.

Cette faible tension est court-circuitée par les balais, ce qui provoque la formation d'étincelles qui peuvent, à la longue, détériorer le collecteur. Cette réaction augmente en même temps que le courant absorbé par la charge s'élève et le phénomène prend de plus grandes proportions.

Dans le but de remédier au déplacement du plan neutre, on peut adopter divers expédients:

1) On peut faire tourner l'ensemble des balais pour les aligner avec la direction prise par le plan et, étant donné que ce déplacement est fonction de la charge, on peut en déduire que, en employant cette solution, il sera nécessaire de régler la position des balais chaque fois que la charge changera de valeur. Ce moyen est peu pratique et il est préférable de recourir à d'autres systèmes.

2) Les pôles peuvent être incurvés en épanouissement polaire, permettant ainsi d'augmenter faiblement la distance radiale entre la surface des pôles et l'induit tournant aux extrémités des pôles eux-mêmes (**figure 10**). Dans ce cas, l'augmentation de la distance entre les parties métalliques dans les angles remédie, dans un certain sens, à la tendance qu'éprouve le champ à se déplacer sous l'effet de la réaction du rotor.

3) On peut placer des pôles de commutation dans l'espace inter-polaire. Ces pôles sont plus petits et plus rapprochés que ceux du champ principal et les enroulements bobinés sur eux sont reliés en série avec ceux du rotor et connectés de telle manière que le champ magnétique auquel ils donnent naissance soit opposé au champ produit par la réaction du rotor.

4) Les surfaces des expansions polaires peuvent être pourvues de fentes longitudinales dans lesquelles on peut placer les enroulements. Ceux-ci sont alors reliés de telle façon que le champ qu'ils produisent s'oppose à celui du rotor.

Les générateurs de courant continu peuvent être classés suivant les moyens mis en œuvre pour fournir le courant nécessaire à l'inducteur. Quand ce courant est emprunté à une source séparée d'énergie, le générateur (dynamo) est dit à excitation séparée. En principe, cette source extérieure est constituée par un petit générateur auxiliaire appelé « excitateur ».

Si, au contraire, le courant d'inducteur est produit par la dynamo elle-même, on dit qu'elle est du type à **auto-excitation**. Dans ce cas, on trouve d'autres classifications selon que l'excitation se fait en série, en parallèle ou en série-parallèle.

PRODUCTION d'ELECTRICITE par EFFET ELECTRO-STATIQUE

La raison pour laquelle on peut produire de l'électricité par l'utilisation des principes de l'électrostatique peut être comprise en se référant à la structure atomique de la matière: nous savons déjà — et il est facile de réaliser l'expérience — que l'ébonite, le verre et diverses autres substances semblables, s'électrisent sous l'effet d'un frottement avec des substances diverses, en produisant des charges électriques de signes opposés. Les recherches expérimentales ont démontré, par exemple, que la soie arrache des électrons aux autres corps par frottement. Ainsi, un morceau de verre est privé d'une partie de ses électrons lorsqu'il est frotté avec un chiffon de soie. Dans ce cas, le verre prend un potentiel positif, ainsi que nous l'avons vu à la page 25.

Lorsqu'un morceau de verre ou d'ébonite est frotté avec un morceau de laine ou de soie il s'électrise d'une façon suffisamment intense pour exercer une force d'attraction sur le papier et sur d'autres corps analogues (voir page 29); certaines substances plastiques nouvelles (l'astralon, par exemple) créées à la suite des récents progrès effectués dans cette branche, montrent une

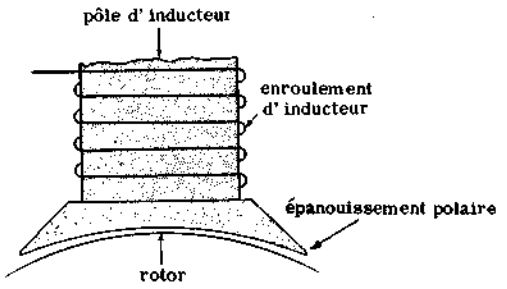


Fig. 10 - Ici, le biaisement aux bords d'une expansion polaire, est mis en évidence. Il est capable d'atténuer le déplacement dans le champ à cause de la réaction du rotor.

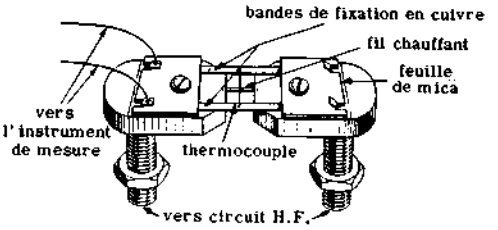


Fig. 11 - Production d'électricité par effet thermo-électrique: thermocouple. Celui illustré ici est destiné à la mesure des courants H.F. On fait passer ceux-ci dans un conducteur dont la température augmente en fonction de l'intensité du courant qui le traverse. L'élévation de température se transmet au couple bi-métallique qui produit alors, un courant continu secondaire pouvant être mesuré par un instrument du type courant.

aptitude toute particulière à exercer, dans les mêmes conditions une attraction identique. Ceci démontre que ce procédé de production d'électricité par frottement de deux corps convenablement choisis, s'il est exploité d'une manière rationnelle, peut être utilisé pour fournir de l'énergie électrique « électrostatique ».

Dans l'exploitation pratique de l'électricité statique, on utilise rarement des machines la produisant de cette façon (par frottements) car celles-ci en effet, peuvent donner un potentiel très élevé mais sous une intensité extrêmement faible; ceci signifie, en fin de compte, que l'énergie disponible est très petite et ne peut convenir aux usages courants.

L'effet électrostatique, c'est-à-dire l'attraction produite par un potentiel, est toutefois employé dans le cas où l'on veut déplacer des substances légères d'un point à un autre. Des exemples d'exploitation de ce procédé sont donnés par la peinture électrostatique, le recueil des poussières et des fumées, l'impression xérographique, etc... dans tous ces cas, on produit l'effet désiré en appliquant une tension très élevée entre la partie devant recueillir la substance et la substance elle-même, ou son point d'émission. La haute tension nécessaire est produite en des modes différents, par une machine génératrice d'effet électrostatique, cette forme de production étant, dans ce cas, la plus pratique.

Nous mentionnerons, toutefois, à titre d'information, l'existence de véritables générateurs électrostatiques destinés presque toujours à être utilisés à des fins purement didactiques: (écoles, laboratoires de physique, etc...). Dans ces appareils, un système de démultiplication par engrenages ou autres transmissions mécaniques (presque toujours actionnés à la main), font tourner rapidement un disque (ou un ruban) formé d'une matière convenant le mieux à la production d'électricité par frottement. La friction se produit, pendant la rotation, contre une partie fixe construite en une matière produisant l'effet contraire.

L'électricité ainsi obtenue est envoyée dans un condensateur où elle s'accumule progressivement jusqu'à ce que, le potentiel ayant atteint la valeur voulue, se produise une décharge entre deux électrodes placées face à face et à une certaine distance l'une de l'autre. Il est possible d'obtenir, de cette façon, des tensions de l'ordre de 300 000 volts et plus, sous une intensité de 8 à 10 µA (millionièmes d'ampère).

PRODUCTION d'ELECTRICITE par EFFET THERMO-ELECTRIQUE

Le thermocouple

Quand on réunit ensemble deux métaux différents et que l'on chauffe le point de contact, il se produit une f.e.m.: un tel assemblage de métaux s'appelle un **thermocouple**.

L'effet thermo-électrique trouve une application, entre autre, dans les appareils pour la mesure des intensités (ampèremètres), servant à mesurer les courants à Haute Fréquence, dans un émetteur par exemple. L'ampèremètre, qui est l'instrument de mesure proprement dit, est actionné par la f.e.m. produite par le thermocouple, lequel, à son tour, est chauffé par le courant à haute fréquence devant être mesuré (**figure 11**).

De récents développements ont remis en valeur ce mode de production de l'energie électrique, connu depuis longtemps (Seebeck — 1821) mais jamais employé, jusqu'à présent, à des fins pratiques (hormis l'utilisation du thermocouple de mesure, dont nous avons parlé plus haut).

Il est intéressant de remarquer, dans un tel système, l'absence totale d'organes en mouvement: c'est la chaleur qui est directement convertie en électricité. Pour mémoire, nous dirons que l'on pense sérieusement à mettre en oeuvre, d'une manière industrielle, le principe opposé au moyen duquel, en appliquant un courant, on peut obtenir un notable abaissement de la température: ceci conduit à la réalisation de réfrigérateurs statiques.

Le mérite du vif et nouvel intérêt qui se manifeste en faveur de ce système doit être attribué aux semiconducteurs (substance ayant une conductibilité intermédiaire entre celle des conducteurs et celle des isolants) qui, employés à la place du couple de métaux différents, donnent un rendement près de dix fois su-

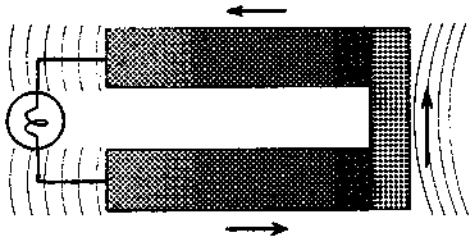


Fig. 12 - Elément thermo-électrique à semi-conducteurs. Il fonctionne suivant un principe analogue à celui du thermocouple précédent, mais possède une sensibilité dix fois meilleure. Un courant prend naissance lorsque l'on chauffe le côté où les deux semi-conducteurs, de types différents, sont reliés l'un à l'autre, l'effet est réversible.

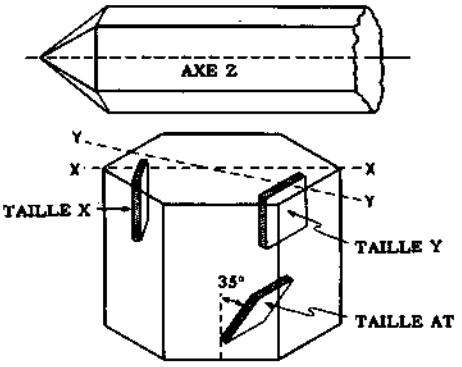


Fig. 13 - Représentation des trois principaux types de taille d'un cristal piézo-électrique. Les cristaux taillés suivant l'axe AT sont les moins sensibles aux variations de température.

périeur. C'est ainsi qu'en chauffant une extrémité d'un semi-conducteur, un courant électrique prend naissance: dans certains types, l'extrémité restée froide devient négative (l'extrémité chauffée étant positive), dans d'autres types, c'est l'extrémité froide qui est positive (semi-conducteurs **n** ou **p**.) Le sens du courant ainsi produit, est naturellement, toujours dirigé de l'extrémité positive à la négative (comme dans une pile) pour les deux types.

Maintenant, si nous prenons deux semi-conducteurs de types opposés et si nous réunissons leurs extrémités chaudes (**figure 12**) le courant produit par le type « p » ira de l'extrémité froide vers la chaude et le contraire se produira dans le type « n ». Si nous réunissons les deux extrémités libres aux bornes d'un circuit d'utilisation (une lampe, par exemple), le courant passera dans le circuit pendant tout le temps que nous chaufferons le point de jonction des deux semi-conducteurs.

La tension disponible est seulement de quelques dixièmes de volt, mais il est évident qu'en reliant entre eux plusieurs couples de ce genre, on peut obtenir des centaines de volts. Le rendement obtenu jusqu'ici, est d'environ 10%, mais on pense pouvoir l'augmenter. L'emploi d'un tel générateur de courant se justifie pleinement pour de nombreuses applications; par exemple on construit, aux Etats-Unis, un modèle (réservé pour le moment aux seuls besoins militaires) capable de fournir une puissance de 100 watts. Son poids est de 19 kg et il est normalement alimenté par une bouteille de gaz méthane, mais il peut également être alimenté au moyen d'autres combustibles.

Les futurs développements dans ce domaine se feront vers l'utilisation de la chaleur solaire.

PRODUCTION d'ELECTRICITE par EFFET PIEZO-ELECTRIQUE

Les cristaux

Certains cristaux développent des charges électriques entre leurs faces lorsqu'ils sont soumis à des pressions ou des tensions mécaniques: ce phénomène prend le nom d'effet piézo-électrique. Les charges électriques produites sont proportionnelles à la force appliquée au cristal et la polarité se renverse avec l'alternance de la pression et de la tension. Un tel effet est réversible, c'est-à-dire que si l'on applique une tension électrique à deux armatures entre lesquelles est placé le cristal, on produit un mouvement mécanique et, si on applique une tension dont la polarité s'inverse périodiquement, le cristal entre en vibrations.

On utilise l'effet piézo-électrique — nous le verrons plus tard en détail — dans les microphones à cristal et les reproducteurs (pick-up). Grâce à la réversibilité du phénomène, on peut transformer une pression en charge électrique (comme dans les microphones et les «pick-up») ou bien transformer une tension électrique en pression (comme dans les écouteurs piézo-électriques).

La quantité d'énergie produite est fonction des caractéristiques propres du cristal ainsi que de l'intensité de la force mécanique à laquelle il est soumis. Les types de cristaux les plus courants utilisés à cet effet sont le quartz, le sel de Rochelle et la tourmaline. Toutes ces substances, après avoir été convenablement taillées, présentent la propriété énoncée ci-dessus.

La forme du cristal varie selon l'emploi auquel il est destiné. La technique de la taille détermine, à son tour, les caractéristiques de fonctionnement ainsi que la polarité relative de la tension produite: en d'autres termes, selon le type de taille adopté, un des côtés peut prendre un potentiel positif, tandis que l'autre aura un potentiel négatif, lorsque le cristal sera soumis à une pression, et vice-versa.

Certains cristaux sont taillés suivant une forme géométrique telle qu'elle permette la production d'une tension sous l'effet d'une flexion dans un sens déterminé, au lieu d'une pression.

La taille peut se faire suivant divers angles par rapport aux axes **X**, **Y** ou **Z**, c'est-à-dire par rapport aux trois dimensions conventionnelles l'horizontale, la verticale et la profondeur.

La **figure 13** montre plus clairement comment, à partir d'un cristal brut de forme hexagonale, on peut obtenir des cristaux en pratiquant les tailles dans les trois dimensions indiquées. Les différents types de tail-

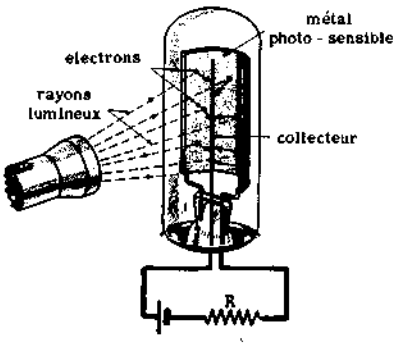


Fig. 14 - Cellule photo-électrique à vide. Une couche de substance photo-sensible émet des électrons (lorsqu'elle est éclairée) qui sont recueillis par une autre électrode (collecteur). Les électrodes sont réunies, par l'intermédiaire d'une résistance de charge R, au — et au + d'une source de tension continue.

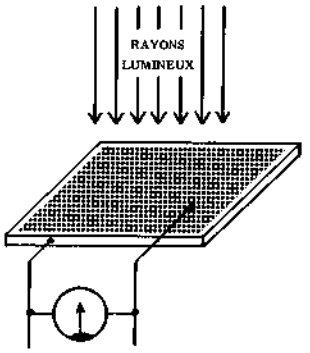


Fig. 15 - Production d'un courant par la « cellule solaire ». Elle est formée d'une substance (Sélénium ou Silicium) qui produit un courant électrique proportionnel (jusqu'à une valeur limite) à l'intensité de la lumière qui la frappe.

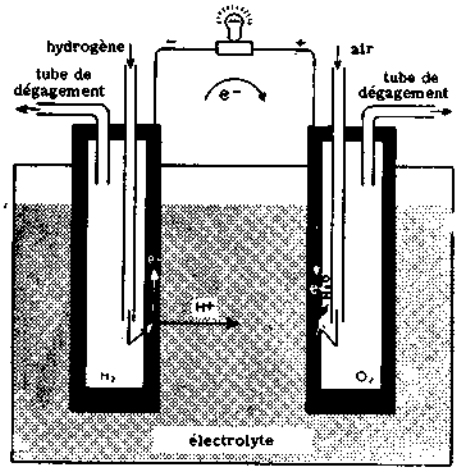


Fig. 16 - Schéma typique d'un exemple de pile à hydrogène et oxygène (composée de deux électrodes poreuses séparées par une solution électrolytique.

le ont été étudiés dans le but de rendre les cristaux ainsi obtenus, insensibles aux variations de la température ambiante, laquelle tend à faire varier les caractéristiques de la tension produite. Le coefficient de température est donc déterminé par le type de taille adopté. Les cristaux taillés suivant l'axe **X** ont un coefficient de température négatif, tandis que ceux taillés suivant l'axe **Y** ont un coefficient positif; il existe également un type de taille indiqué par les lettres *AT* dans la figure (type plus récent) dont le coefficient de température est pratiquement égal à zéro.

L'intensité du courant pouvant normalement passer dans un cristal piézo-électrique va de 50 à 200 milliampères et, lorsque l'intensité maximum admissible est dépassée, les vibrations du cristal prennent une amplitude telle que celui-ci se brise. Ceci se produit naturellement quand le cristal est employé pour produire une énergie mécanique sous l'effet d'une tension appliquée à ses faces.

Du point de vue qui nous intéresse actuellement — c'est-à-dire celui de la production de l'énergie électrique — il est important de souligner que, l'énergie augmentant avec l'intensité de la force mécanique appliquée, celle-ci ne devra pas dépasser l'intensité maximum que le cristal peut supporter afin de ne pas atteindre ce que l'on appelle la « charge de rupture ». Il s'ensuit que la quantité d'énergie produite est elle-même fonction des caractéristiques du cristal.

PRODUCTION d'ELECTRICITE par EFFET PHOTO-ELECTRIQUE

La cellule photo-électrique — Une cellule photo-électrique, ou photo-cellule, est constituée par un disque métallique sur lequel a été déposée une couche de substance photo-sensible. Sur la partie externe de cette couche, on dépose une seconde couche de métal, suffisamment mince pour permettre le passage de la lumière afin que celle-ci puisse atteindre la couche sensible. Le disque métallique forme une électrode et la chouche métallique transparente, l'autre. Quand la lumière tombe sur la cellule, une f.e.m. prend naissance et, si les électrodes sont reliées à une charge, on obtient le passage d'un courant.

La cellule photo-électrique se comporte donc comme un petit générateur produisant à ses bornes une f.e.m. proportionnelle à l'intensité de la lumière qui la frappe. Cela est utilisé dans les instruments de mesure de l'intensité lumineuse, chers aux photographes.

Il existe un autre type de cellule photo-électrique constituée par une ampoule de verre dont une partie de la surface interne est recouverte d'une couche photo-sensible. Les électrons peuvent être recueillis par une électrode métallique placée au centre de l'ampoule et portée à un potentiel positif. On peut alors, comme le montre la **figure 14**, recueillir aux bornes de la résistance *R* une différence de potentiel déterminée par la chute de tension produite par le courant électronique émis sous l'effet de la lumière.

La technique moderne a perfectionné le procédé photo-électrique de production d'énergie électrique. On exploite actuellement l'énergie lumineuse du soleil au moyen de la cellule solaire (**figure 15**). Celle-ci convertit l'intensité considérable de la lumière solaire — concentrée par un système optique — en courants électriques pouvant atteindre des intensités suffisantes pour alimenter les appareils électroniques. On a placé par exemple, de telles cellules le long des lignes téléphoniques pour alimenter les amplificateurs intermédiaires et elles sont également employées pour alimenter les appareils placés à bord des satellites artificiels.

Ces types de cellules peuvent être au sélénium ou au silicium: dans le premier cas, l'intensité des courants produits est nettement inférieure à celle que permet le second type, c'est pourquoi, malgré un prix de revient plus élevé, celles au silicium sont à préférer lorsqu'on doit obtenir des intensités relativement élevées

PRODUCTION d'ELECTRICITE par PILE A COMBUSTION

La **figure 16** donne un exemple de production d'électricité par pile à combustion. Il s'agit d'un système que nous verrons par la suite.

Leçon n 15

SYMBOLES - ABREVIATIONS

A = Aire (surface)
B = Densité de flux magnétique
F = Force magnétique (en gilbert)
f.m.m. = Force magnéto-motrice
H = Intensité de la force d'aimantation par rapport à la longueur du circuit magnétique
l = Longueur
N = Nombre de spires d'un enroulement (parf. «n»)
N = Pôle Nord d'un aimant
R = Réluctance magnétique (exprimée en rel)
S = Pôle Sud d'un aimant
Φ = (Phi) nombre total des lignes de force dans un circuit magnétique
μ = Perméabilité

FORMULES

$$B = \frac{\Phi}{A}$$

$$F = 1{,}257\ IN$$

$$H = \frac{1{,}257\ IN}{l}$$

$$IN = \frac{H\ l}{1{,}257}$$

$$P = \frac{1}{R\ (\text{réluctance})}$$

$$R = \frac{1\ (\text{longueur du circuit})}{\mu\ A\ (\text{perméabilité} \times \text{surface})}$$

$$\Phi = \frac{F}{R}$$

$$\mu = \frac{B}{H}$$

SYMBOLES SCHEMATIQUES

= Ampèremètre, galvanomètre, voltmètre

= Cellule photo-électrique à photo-émission

= Cellule photo-électrique à absorption

QUESTIONS sur les LEÇONS N^{os} 13 et 14

N. 1 — Quelle est la caractéristique qui distingue un aimant d'une substance magnétique?

N. 2 — Dans un barreau d'acier aimanté, quels sont les points où l'attraction est maximum? En quel point cette attraction est-elle nulle ?

N. 3 — En quoi consiste un champ magnétique ?

N. 4 — De quel pôle d'un aimant les lignes de force sortent-elles ?

N. 5 — Comment peut-on définir un circuit magnétique ?

N. 6 — Quelle est la différence entre un aimant et un électro-aimant ?

N. 7 — Citer deux moyens d'aimantation.

N. 8 — Qu'entend - on par « magnétisme résiduel » ?

N. 9 — Comment les aimants moléculaires sont - ils orientés dans l'acier non aimanté ? Comment s'orientent-ils après aimantation ?

N. 10 — Que sont les « domaines » ?

N. 11 — Ecrire la formule qui donne la densité du flux B en fonction du flux total Φ et de la section du circuit magnétique.

N. 12 — Si un courant passe dans un conducteur en direction d'un observateur, le champ magnétique entourant ce conducteur est-il dans le sens de rotation des aiguilles d'une montre ou dans le sens contraire, par rapport à l'observateur ?

N. 13 — Comment peut-on augmenter le champ magnétique produit par une bobine ?

N. 14 — De quelle manière peut-on protéger un dispositif quelconque d'un éventuel champ magnétique extérieur ?

N. 15 — Quels sont les principaux procédés de production de l'énergie électrique ?

N. 16 — Qu'entend - on par « maxwell » ?

N. 17 — Quelles sont les parties principales d'une dynamo ?

N. 18 — Quels sont les axes de taille d'un cristal piézo-électrique ?

N. 19 — Quel est l'axe de taille donnant le meilleur coefficient de température ?

N. 20 — Quels sont les principaux types de cellules photo-électriques ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 91

N. 1 —

Trois: en série, en parallèle et en série-parallèle.

N. 2 —

Elle est de 525 volts, en effet, puisque V = 15 000 ohms × 0,035 ampères = 525 volts.

N. 3 —

L'opposé de la résistance. Elle est désignée par la lettre G et équivaut à 1/R.

N. 4 —

L'intensité est de 8,18 ampères et peut se calculer en appliquant la formule I = W/V. c'est-à-dire I = 900 W/110 V = 8,18 A.

N. 5 —

2 500 micromhos. Le calcul est le suivant: puisque R = V : I, la conductance G = I : V, soit G = 0,25 A : : 110 V = 0,0025 mho, c'est-à-dire 2 500 micromhos.

N. 6 —

Un kilowatt - heure représente la dissipation d'un kilowatt en une heure et correspond à 3 600 × 10^3 joules.

N. 7 —

a) = 20 ohms, b) = 25 ohms, c) = 180 watts, d) = 37,5 volts, e) = 52,5 volts et f) = 12 500 micromhos.

N. 8 —

Les cellules primaires ne peuvent être rechargées après qu'elles aient fourni toute leur énergie, tandis que les cellules secondaires peuvent êtres rechargées un grand nombre de fois.

N. 9 —

Vers l'électrode positive.

N. 10 —

La résistance interne augmente: la tension et l'intensité diminuent et tendent vers zéro.

N. 11 —

Le rôle du bioxyde de manganèse consiste à produire une action dépolarisante, c'est-à-dire à neutraliser le phénomène de polarisation.

N. 12 —

La tension totale obtenue est de 15 V et l'intensité disponible reste égale à 1 ampère.

N. 13 —

Durant la charge, le poids spécifique de l'électrolyte diminue.

N. 14 —

Pour permettre l'évacuation des gaz produits pendant la charge, et éviter que ceux-ci n'endommagent l'élément.

Le tableau 26 donne, sous une forme synoptique, les définitions et les symboles des unités magnétiques. Ainsi chaque fois que le lecteur aura à étudier un circuit magnétique, il pourra — en consultant ce tableau — se remettre en mémoire les principes et les formules fondamentaux.

Ainsi que nous l'avons vu dans la leçon 13, il existe une grande analogie entre les lois régissant l'énergie électrique et celles concernant l'énergie magnétique; c'est pour le montrer et expliquer, par la même occasion, la signification des principales unités de mesure utilisées pour l'étude des circuits magnétiques, que nous avons dressé le tableau 27. Il permet de constater directement le parallélisme étroit existant entre les unités électroniques et magnétiques.

En physique, on adopte communément deux systèmes d'unités de mesure: le système C.G.S., dans lequel les unités fondamentales sont « le centimètre, le gramme et la seconde » et le système M.K.S. dans lequel les unités fondamentales sont « le mètre, le kilogramme et la seconde ». Etant donné que dans certains textes on pourra trouver des quantités et formules exprimées dans l'un ou l'autre système, nous donnons dans le tableau 28 la correspondance.

Les trois tableaux ci-dessus forment un cadre synoptique de la théorie du magnétisme développée dans la leçon 13 et, par suite, il est important que toutes ces unités deviennent familières au lecteur. Leur connaissance parfaite sera une aide précieuse pour la compréhension de tous les phénomènes magnétiques ou électromagnétiques que nous rencontrerons fréquemment au cours de l'étude de l'électronique. Nous verrons, en particulier, quand nous étudierons les transformateurs (qui sont des organes extrêmement importants dans tous les appareils électroniques, sauf quelques rares exceptions) quels rôles jouent la densité de flux, la perméabilité, la force magnétomotrice, etc...

Parmi les différents moyens de production de courant, nous avons étudié le couple thermoélectrique. Ceux-ci sont commercialisés sous diverses formes et dimensions selon leur utilisation.

Les alliages les plus couramment utilisés pour leur fabrication sont groupés dans le tableau 29. Ce graphique permet de trouver la tension en millivolts, fournie par un thermocouple donné lorsqu'il est porté à une température déterminée. Les six courbes du graphique se rapportent à six types de thermocouples constitués d'éléments différents, identifiés comme suit:

— C/Si C = charbon et alliage de silicium et de carbure.
— Fe/Const = fer et constantan.
— Cu/Const = cuivre et constantan.
— Cr/Al = chrome et aluminium.
— Pt/Pt-Re = platine et alliage de platine et de rhénium.
— Pt/Pt-Re-Rh = platine et alliage de platine de rhénium et de rhodium.

Comme on peut le voir, le couple formé de charbon et d'un alliage de silicium et de carbure est le plus actif: il donne une tension de 100 millivolts (0,1 V), lorsqu'il est porté à une température de 370 °C. Le couple cuivre/constantan — par contre — ne donne qu'une tension de 20 millivolts pour une température de 390 °C.

TABLEAU 26 - UNITES MAGNETIQUES et LEURS DEFINITIONS

Terme	Définition	Symbole	Unité
Flux	Nombre total de lignes	Φ	1 maxwell = = 1 ligne
Perméabilité	Rapport entre le facteur Φ du matériau et celui de l'air	μ	= à 1 pour l'air et le vide
Densité de flux	Lignes par unité de surface. $B = \mu H$	B	1 gauss = 1 ligne par cm²
Force magnéto-motrice	Force tot. produisant le flux	f.m.m.	1 gilbert = = 1,26 A/t
Force d'aimantation ou intensité de champ	Force par cm de circuit magnétique	H	1 oersted = $\frac{1{,}26 \text{ A/t}}{\text{cm}}$
Réluctance	Opposition au flux	R	$= \frac{\text{gilbert}}{\text{maxwell}}$

TABLEAU 27 - COMPARAISON ENTRE LES UNITES ELECTRIQUES et LES UNITES MAGNETIQUES

Unité de	Circuit électrique	Circuit magnétique
Force	volt, E, ou f.e.m.	gilbert ou f.m.m.
Intensité de flux	ampère, I	flux Φ (en maxwell)
Résistance . .	ohm, R	réluctance, (en rel)
Loi	d'Ohm, $I = \frac{E}{R}$	de Rowland, $\Phi = \frac{F}{R}$
Intensité de force	volt par cm	$H = \frac{1{,}257 \text{ IN}}{1}$
Densité	densité de courant (ampère/cm²)	densité de flux (lignes/cm³=gauss)

TABLEAU 28 - CONVERSION des UNITES MAGNETIQUES C.G.S. en M.K.S.

	Unités C.G.S.	Unités M.K.S.
Force de magnétisation F	1 gilbert	$\frac{\text{ampère/tour} \times 4\pi}{10}$
Force d'aimantation H	1 oersted	$\frac{\text{A-tour/mètre} \times 10^3}{4\pi}$
Flux total Φ	1 maxwell	weber $\times 10^{-8}$
Densité de flux B	1 gauss	weber/mètre $^2 \times 10^{-4}$

Le tableau 30 donne les valeurs de B (intensité de flux), les valeurs de « μ » (perméabilité) et de H (force d'aimantation) pour divers matériaux employés dans la construction des circuits magnétiques. Ce tableau se révèlera particulièrement utile lors des études des blindages de protection (du champ magnétique) ou des pièces polaires employées dans les haut-parleurs, les microphones, les électro-aimants...

Le tableau 31 donne les caractéristiques de certains matériaux employés dans la fabrication des noyaux pour bobines et le lecteur aura l'occasion de s'en servir lorsque nous nous occuperons des transformateurs et self basse-fréquence.

Le tableau 32 donne les caractéristiques principales des alliages les plus communément adoptés pour la fabrication des aimants permanents. Au cours de la leçon 13, nous avons étudié les lois et les formules relatives à ces applications, toutefois, les brèves notes que nous donnons ci-dessous permettront d'interpréter plus facilement ce tableau et de déterminer l'alliage convenant le mieux à la construction d'un circuit magnétique donné.

« Br » est l'aimantation rémanente et est exprimée en gauss, c'est-à-dire en lignes par cm². C'est donc la densité de flux restant dans le métal après aimantation jusqu'au point de saturation. « Hc » est la force coercitive, c'est-à-dire la force d'aimantation qui doit être appliquée à un aimant pour réduire à zéro la valeur de Br. « BH max $\times$ $\times 10^6$ » est le produit de la force d'aimantation par la densité de flux; elle est exprimée sous la forme d'un produit « multiple par 10^6 » (c'est-à-dire par un million) pour éviter un trop grand nombre de zéros dans la valeur numérique. « Bd » est la densité de flux dans le cycle d'hystérésis externe (voir page 103), appelé également « courbe de désaimantation », correspondant à une certaine valeur de —H (appelée également Hd) au point BH max.

« H sat » est l'intensité de la force d'aimantation nécessaire pour aimanter la substance jusqu'à saturation c'est-à-dire en créant en elle un maximum de lignes de force. Cette valeur est également exprimée en oersted.

TABLEAU 29 — CARACTERISTIQUES DE QUELQUES COUPLES THERMO-ELECTRIQUES

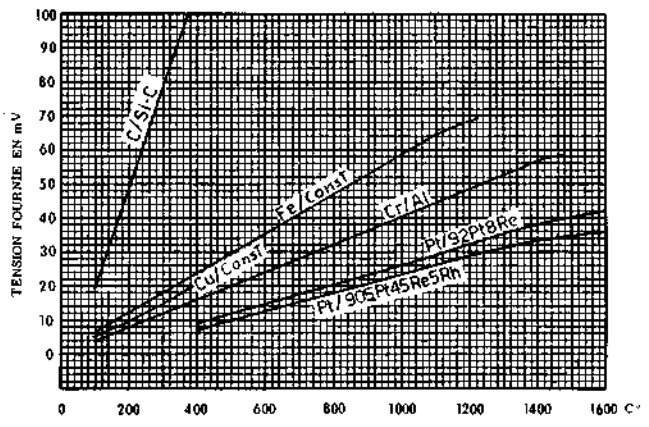


TABLEAU 30 - VALEURS de B, H, e μ POUR des MATERIAUX MAGNETIQUES D'USAGE COMMUN

B gauss	Acier laminé		Acier fondu		Fer fondu		Fer forgé		Fonte	
	H	μ	H	μ	H	μ	H	μ	H	μ
3.000	1,3	2.310	2,8	1.070	5,0	600	2,0	1.500	—	—
4.000	1,6	2.500	3,4	1.177	8,5	471	2,5	1.600	5,0	800
5.000	1,9	2.630	3,9	1.281	14,5	347	3,0	1.666	10,0	500
6.000	2,3	2.605	4,5	1.332	24,0	250	3,5	1.716	21,5	279
7.000	2,6	2.700	5,1	1.371	38,0	182	4,0	1.750	42,0	166
8.000	3,0	2.666	5,8	1.380	60,0	133	4,5	1.778	80,0	100
9.000	3,5	2.570	6,5	1.382	89,0	101	5,0	1.800	127,0	71
10.000	3,9	2.560	7,5	1.332	124,0	80,6	5,6	1.782	188,0	53
11.000	4,4	2.500	9,0	1.222	166,0	66,4	6,5	1.692	292,0	37
12.000	5,0	2.400	11,5	1.042	222,0	54,1	7,9	1.510	—	—
13.000	6,0	2.166	16,0	813	290,0	44,8	10,0	1.300	—	—
14.000	9,0	1.558	21,5	651	396,0	38,0	15,0	934	—	—
15.000	15,5	970	32,0	469	—	—	25,0	600	—	—
16.000	27,0	594	49,0	327	—	—	49,0	327	—	—
17.000	52,5	324	74,0	230	—	—	93,0	183	—	—
18.000	92,0	196	115,0	156	—	—	152,0	118	—	—
19.000	149,0	127	175,0	108	—	—	229,0	83	—	—
20.000	232,0	86	285,0	70	—	—	—	—	—	—

Exemple d'emploi

Si nous devons construire une expansion polaire d'un aimant avec un certain métal, par exemple du fer fondu, le tableau nous indique que, en supposant la densité de flux égale à 10 000 gauss (soit 10 000 lignes au cm²), la force d'aimantation est de 124 oersted et la perméabilité de 80,6.

TABLEAU 31 - CARACTERISTIQUES de QUELQUES ALLIAGES MAGNETIQUES UTILISES pour les NOYAUX

Alliage	Perméabilité initiale μ	Perméabilité maximum μ	Intensité du champ max. H	Induction gauss	Saturation gauss
Fer au silicium	500	7.000	1,20	6.000	20.000
Permanorm	2.500	19.000	0,02	4.500	14.000
Megaperm	4.800	26.000	0,08	2.000	8.500
Mumétal	1.200	45.000	0,09	4.000	8.000
Permalloy	10.000	50.000	0,09	4.500	9.000

Exemple d'emploi

Si nous construisons un induit avec des enroulements effectués sur un noyau en fer au silicium, la table nous indique que la perméabilité μ de ce métal est de 500, au minimum, et 7 000 au maximum, et que l'aimantation de saturation se produit pour une densité de flux de 20 000 gauss (20 000 lignes au cm²).

Ces données permettent le dimensionnement électrique et mécanique entre des limites de sécurité.

TABLEAU 32 - CARACTERISTIQUES des PRINCIPAUX ALLIAGES pour AIMANTS PERMANENTS

Alliage	Br gauss	Hc oersted	BH (max) x 16^6	Bd gauss	Hd oersted	H sat. oersted
Alni	6.300	520	1,20	4.200	310	2.000
Alnico I°	5.200	750	1,30	3.000	400	3.000
Alnico II°	7.500	580	1,60	4.500	360	2.500
Alnico IV°	6.000	1.000	2,20	3.500	630	3.500
Alnico V°	12.000	560	4,50	9.500	475	—
Alnico VII°	10.200	700	3,60	7.500	480	3.000
Mexalco	12.200	650	4,50	9.800	460	3.000
Ticonal GX	13.500	720	7,50	12.000	625	—
Ticonal G	13.480	583	5,70	11.000	520	—
Ticonal L	13.500	575	5,40	12.000	450	—
Ticonal C	12.500	680	5,00	9.620	520	—
Ticonal K	9.000	1.300	4,00	5.000	800	—
Reco 3A	7.200	645	1,70	4.350	390	—
Magnadur 1	2.000	1.750	0,95	950	1.000	—
Ferroxdure FXD1	2.000	1.700	0,90	—	—	14.000
Ferroxdure FXD2	3.850	1.800	3,20	—	—	14.000

Exemple d'emploi

Dans la plupart des cas, les aimants permanents doivent avoir une puissance maximum sous le plus faible volume possible. Lorsque cette exigence constitue un facteur déterminant, on peut, avec ce tableau, après avoir déterminé la valeur du champ à obtenir, choisir l'alliage convenable et calculer sa section.

Un aimant permanent devant fournir un champ de 20 000 gauss, par exemple, réalisé en alliage Mexalco, aura une section de 20 000 (gauss) : 12 200 (Br) = 1,67 cm². Pour l'aimanter à saturation, ceci pour avoir ensuite l'aimantation rémanente requise, il faudra lui appliquer une force d'aimantation H sat de 3 000 (oersted) × 1,67 (cm²) = 5 010 oersted.

TABLEAU 33 - CARACTERISTIQUES DE QUELQUES CELLULES PHOTO-ELECTRIQUES

TYPE de CELLULE	S (A/lumen)	A (cm^2)	H (10^{-4} A/lux)	N (10^{16} qu/lum.)	I max Q max	F max
Cellule photo-émissive, sous vide 90-AV	0,00005	4	0,0002	1	10 µA	100 MHz
Cellule photo-émissive, à gaz 90-AG	0,00013	4	0,0005	1	10 µA	10 kHz
Photomultiplicateur 50-AVP	500	8	4 000	1	100 mA	100 MHz
Cellule photovoltaïque au sélénium	0,0005	10	0,005	1	50 µW/lumen	2 kHz
Photodiode OAP-12	0,05	0,01	0,0005	20	0,12 W	50 kHz
Phototransistor OCP-71	0,3	0,07	0,02	20	0,10 W	750 kHz
Cellule photoconductrice au CdS ORP-30 (100 V)	16	2,5	40	2	1,2 W	pour 30 lux : 3 Hz pour 4 lux : 1 Hz

TABLEAU 34 - CARACTERISTIQUES DE QUELQUES CELLULES SOLAIRES

CONSTRUCTEUR et TYPE	DIMENSIONS en mm	SURFACE ACTIVE cm^2	RENDEMENT %	MATIERE SENSIBLE	ENERGIE INCIDENTE 100 mW/cm^2		
					Puis. mW	Tens. V	Cour. A
International Rectifier Corp.							
S 1020	10×20	1,75	4	Silicium	7,00	0,35	17,5
S 1020 A	10×20	1,75	6	»	10,50	0,40	26,0
S 1020 B	10×20	1,75	8	»	14,00	0,40	35,0
S 0520	5×20	0,75	4	»	3,00	0,35	7,5
S 0520 A	5×20	0,75	6	»	4,50	0,40	11,2
S 0520 B	5×20	0,75	8	»	6,00	0,40	15,0
S 0510	5×10	0,37	4	»	1,50	0,35	3,8
S 0510 A	5×10	0,37	6	»	2,25	0,40	5,6
S 0510 B	5×10	0,37	8	»	3,00	0,40	7,5
S 1020 M8	10×20	1,80	8	»	14,40	0,40	36,0
S 1020 M9	10×20	1,80	9	»	16,20	0,40	40,5
S 1020 M10	10×20	1,80	10	»	18,00	0,40	45,0
					ENERGIE INCIDENTE 100 000 lux		
1 B 2	18×11	1,70	—	Sélénium	0,90	0,26	3,5
B 2 M	18×11	1,70	—	»	1,00	0,50	2,0
1 B 5	18×36	4,90	—	»	2,60	0,26	10,0
1 B 10	18×43	8,00	—	»	4,40	0,26	17,0
1 B 15	43×43	14,50	—	»	7,80	0,26	30,0
1 B 20	50×50	21,00	—	»	9,60	0,26	37,0
1 B 30	82×82	60,00	—	»	26,00	0,26	100,0
Hoffman Electronics							
220 C	20×20	3,80	—	Silicium	26,50	0,55	48,0
120 C	20×10	1,80	—	»	12,50	0,55	23,0
110 C	10×10	0,90	—	»	6,00	0,55	11,0
52 C	5×20	0,80	—	»	6,60	0,55	12,0
51 C	5×10	0,40	—	»	3,30	0,55	6,0
55 C	5×5	0,20	—	»	1,65	0,55	3,0
58 C	5×2,5	0,10	—	»	0,72	0,55	1,3
2 A	⌀ 28	4,75	—	»	33,00	0,55	60,0

Le tableau 33 permet une rapide comparaison entre divers types de cellules photo-électriques. La sensibilité est mesurée sous éclairement par une lampe à filament de tungstène à une température de couleur de 2 800 °C. Les quatrième, cinquième et sixième colonnes donnent respectivement: le nombre de « quanta » absorbés par lumen (N), la valeur maximum du courant (I max) en µA ou de la puissance dissipée (Q max) en W ou en µW/lumen et la fréquence maximum admissible des variations périodiques de l'intensité lumineuse (F max).

Le tableau 34 rassemble les principales caractéristiques des cellules solaires les plus courantes produites industriellement; certaines d'entre elles sont déjà employées couramment pour l'alimentation des appareils de radio, des dispositifs électroniques spéciaux placés à bord des fusées et pour la construction de posemètres photo-électriques.

Pour terminer, le tableau 35 permet de convertir rapidement en degrés centigrades les température exprimées en degrés Fahrenheit et vice-versa. Pour éviter les erreurs, il convient de préciser que dans le système américain, la virgule sert à l'espacement entre groupes de trois chiffres décimaux, tandis que le point (qui remplace notre virgule) sépare le nombre entier de la partie fractionnaire.

TABLEAU 35 -
CORRESPONDANCE des TEMPERATURES en DEGRES CENTIGRADES et DEGRES FAHRENHEIT (et vice versa)

°C	°F	°C	°F	°C	°F	°C	°F	°C	°F	°C	°F	°C	°F	°C	°F	°C	°F	°C	°F
−200	−328.0	−100	−148.0	0	32.0	0	32.0	100	212.0	200	392.0	300	572.0	400	752.0	500	932.0	600	1,112.0	700	1,292.0
−201	−329.8	−101	−149.8	−1	30.2	1	33.8	101	213.8	201	393.8	301	573.8	401	753.8	501	933.8	601	1,113.8	701	1,293.8
−202	−331.6	−102	−151.6	−2	28.4	2	35.6	102	215.6	202	395.6	302	575.6	402	755.6	502	935.6	602	1,115.6	702	1,295.6
−203	−333.4	−103	−153.4	−3	26.6	3	37.4	103	217.4	203	397.4	303	577.4	403	757.4	503	937.4	603	1,117.4	703	1,297.4
−204	−335.2	−104	−155.2	−4	24.8	4	39.2	104	219.2	204	399.2	304	579.2	404	759.2	504	939.2	604	1,119.2	704	1,299.2
−205	−337.0	−105	−157.0	−5	23.0	5	41.0	105	221.0	205	401.0	305	581.0	405	761.0	505	941.0	605	1,121.0	705	1,301.0
−206	−338.8	−106	−158.8	−6	21.2	6	42.8	106	222.8	206	402.8	306	582.8	406	762.8	506	942.8	606	1,122.8	706	1,302.8
−207	−340.6	−107	−160.6	−7	19.4	7	44.6	107	224.6	207	404.6	307	584.6	407	764.6	507	944.6	607	1,124.6	707	1,304.6
−208	−342.4	−108	−162.4	−8	17.6	8	46.4	108	226.4	208	406.4	308	586.4	408	766.4	508	946.4	608	1,126.4	708	1,306.4
−209	−344.2	−109	−164.2	−9	15.8	9	48.2	109	228.2	209	408.2	309	588.2	409	768.2	509	948.2	609	1,128.2	709	1,308.2
−210	−346.0	−110	−166.0	−10	14.0	10	50.0	110	230.0	210	410.0	310	590.0	410	770.0	510	950.0	610	1,130.0	710	1,310.0
−211	−347.8	−111	−167.8	−11	12.2	11	51.8	111	231.8	211	411.8	311	591.8	411	771.8	511	951.8	611	1,131.8	711	1,311.8
−212	−349.6	−112	−169.6	−12	10.4	12	53.6	112	233.6	212	413.6	312	593.6	412	773.6	512	953.6	612	1,133.6	712	1,313.6
−213	−351.4	−113	−171.4	−13	8.6	13	55.4	113	235.4	213	415.4	313	595.4	413	775.4	513	955.4	613	1,135.4	713	1,315.4
−214	−353.2	−114	−173.2	−14	6.8	14	57.2	114	237.2	214	417.2	314	597.2	414	777.2	514	957.2	614	1,137.2	714	1,317.2
−215	−355.0	−115	−175.0	−15	5.0	15	59.0	115	239.0	215	419.0	315	599.0	415	779.0	515	959.0	615	1,139.0	715	1,319.0
−216	−356.8	−116	−176.8	−16	3.2	16	60.8	116	240.8	216	420.8	316	600.8	416	780.8	516	960.8	616	1,140.8	716	1,320.8
−217	−358.6	−117	−178.6	−17	1.4	17	62.6	117	242.6	217	422.6	317	602.6	417	782.6	517	962.6	617	1,142.6	717	1,322.6
−218	−360.4	−118	−180.4	−18	−0.4	18	64.4	118	244.4	218	424.4	318	604.4	418	784.4	518	964.4	618	1,144.4	718	1,324.4
−219	−362.2	−119	−182.2	−19	−2.2	19	66.2	119	246.2	219	426.2	319	606.2	419	786.2	519	966.2	619	1,146.2	719	1,326.2
−220	−364.0	−120	−184.0	−20	−4.0	20	68.0	120	248.0	220	428.0	320	608.0	420	788.0	520	968.0	620	1,148.0	720	1,328.0
−221	−365.8	−121	−185.8	−21	−5.8	21	69.8	121	249.8	221	429.8	321	609.8	421	789.8	521	969.8	621	1,149.8	721	1,329.8
−222	−367.6	−122	−187.6	−22	−7.6	22	71.6	122	251.6	222	431.6	322	611.6	422	791.6	522	971.6	622	1,151.6	722	1,331.6
−223	−369.4	−123	−189.4	−23	−9.4	23	73.4	123	253.4	223	433.4	323	613.4	423	793.4	523	973.4	623	1,153.4	723	1,333.4
−224	−371.2	−124	−191.2	−24	−11.2	24	75.2	124	255.2	224	435.2	324	615.2	424	795.2	524	975.2	624	1,155.2	724	1,335.2
−225	−373.0	−125	−193.0	−25	−13.0	25	77.0	125	257.0	225	437.0	325	617.0	425	797.0	525	977.0	625	1,157.0	725	1,337.0
−226	−374.8	−126	−194.8	−26	−14.8	26	78.8	126	258.8	226	438.8	326	618.8	426	798.8	526	978.8	626	1,158.8	726	1,338.8
−227	−376.6	−127	−196.6	−27	−16.6	27	80.6	127	260.6	227	440.6	327	620.6	427	800.6	527	980.6	627	1,160.6	727	1,340.6
−228	−378.4	−128	−198.4	−28	−18.4	28	82.4	128	262.4	228	442.4	328	622.4	428	802.4	528	982.4	628	1,162.4	728	1,342.4
−229	−380.2	−129	−200.2	−29	−20.2	29	84.2	129	264.2	229	444.2	329	624.2	429	804.2	529	984.2	629	1,164.2	729	1,344.2
−230	−382.0	−130	−202.0	−30	−22.0	30	86.0	130	266.0	230	446.0	330	626.0	430	806.0	530	986.0	630	1,166.0	730	1,346.0
−231	−383.8	−131	−203.8	−31	−23.8	31	87.8	131	267.8	231	447.8	331	627.8	431	807.8	531	987.8	631	1,167.8	731	1,347.8
−232	−385.6	−132	−205.6	−32	−25.6	32	89.6	132	269.6	232	449.6	332	629.6	432	809.6	532	989.6	632	1,169.6	732	1,349.6
−233	−387.4	−133	−207.4	−33	−27.4	33	91.4	133	271.4	233	451.4	333	631.4	433	811.4	533	991.4	633	1,171.4	733	1,351.4
−234	−389.2	−134	−209.2	−34	−29.2	34	93.2	134	273.2	234	453.2	334	633.2	434	813.2	534	993.2	634	1,173.2	734	1,353.2
−235	−391.0	−135	−211.0	−35	−31.0	35	95.0	135	275.0	235	455.0	335	635.0	435	815.0	535	995.0	635	1,175.0	735	1,355.0
−236	−392.8	−136	−212.8	−36	−32.8	36	96.8	136	276.8	236	456.8	336	636.8	436	816.8	536	996.8	636	1,176.8	736	1,356.8
−237	−394.6	−137	−214.6	−37	−34.6	37	98.6	137	278.6	237	458.6	337	638.6	437	818.6	537	998.6	637	1,176.6	737	1,358.6
−238	−396.4	−138	−216.4	−38	−36.4	38	100.4	138	280.4	238	460.4	338	640.4	438	820.4	538	1,000.4	638	1,180.4	738	1,360.4
−239	−398.2	−139	−218.2	−39	−38.2	39	102.2	139	282.2	239	462.2	339	642.2	439	822.2	539	1,002.2	639	1,182.2	739	1,362.2
−240	−400.0	−140	−220.0	−40	−40.0	40	104.0	140	284.0	240	464.0	340	644.0	440	824.0	540	1,004.0	640	1,184.0	740	1,364.0
−241	−401.8	−141	−221.8	−41	−41.8	41	105.8	141	285.8	241	465.8	341	645.8	441	825.8	541	1,005.8	641	1,185.8	741	1,365.8
−242	−403.6	−142	−223.6	−42	−43.6	42	107.6	142	287.6	242	467.6	342	647.6	442	827.6	542	1,007.6	642	1,187.6	742	1,367.6
−243	−405.4	−143	−225.4	−43	−45.4	43	109.4	143	289.4	243	469.4	343	649.4	443	829.4	543	1,009.4	643	1,189.4	743	1,369.4
−244	−407.2	−144	−227.2	−44	−47.2	44	111.2	144	291.2	244	471.2	344	651.2	444	831.2	544	1,011.2	644	1,191.2	744	1,371.2
−245	−409.0	−145	−229.0	−45	−49.0	45	113.0	145	293.0	245	473.0	345	653.0	445	833.0	545	1,013.0	645	1,193.0	745	1,373.0
−246	−410.8	−146	−230.8	−46	−50.8	46	114.8	146	294.8	246	474.8	346	654.8	446	834.8	546	1,014.8	646	1,194.8	746	1,374.8
−247	−412.6	−147	−232.6	−47	−52.6	47	116.6	147	296.6	247	476.6	347	656.6	447	836.6	547	1,016.6	647	1,196.6	747	1,376.6
−248	−414.4	−148	−234.4	−48	−54.4	48	118.4	148	298.4	248	478.4	348	658.4	448	838.4	548	1,018.4	648	1,198.4	748	1,378.4
−249	−416.2	−149	−236.2	−49	−56.2	49	120.2	149	300.2	249	480.2	349	660.2	449	840.2	549	1,020.2	649	1,200.2	749	1,380.2
−250	−418.0	−150	−238.0	−50	−58.0	50	122.0	150	302.0	250	482.0	350	662.0	450	842.0	550	1,022.0	650	1,202.0	750	1,382.0
−251	−419.8	−151	−239.8	−51	−59.8	51	123.8	151	303.8	251	483.8	351	663.8	451	843.8	551	1,023.8	651	1,203.8	751	1,383.8
−252	−421.6	−152	−241.6	−52	−61.6	52	125.6	152	305.6	252	485.6	352	665.6	452	845.6	552	1,025.6	652	1,205.6	752	1,385.6
−253	−423.4	−153	−243.4	−53	−63.4	53	127.4	153	307.4	253	487.4	353	667.4	453	847.4	553	1,027.4	653	1,207.4	753	1,387.4
−254	−425.2	−154	−245.2	−54	−65.2	54	129.2	154	309.2	254	489.2	354	669.2	454	849.2	554	1,029.2	654	1,209.2	754	1,389.2
−255	−427.0	−155	−247.0	−55	−67.0	55	131.0	155	311.0	255	491.0	355	671.0	455	851.0	555	1,031.0	655	1,211.0	755	1,391.0
−256	−428.8	−156	−248.8	−56	−68.8	56	132.8	156	312.8	256	492.8	356	672.8	456	852.8	556	1,032.8	656	1,212.8	756	1,392.8
−257	−430.6	−157	−250.6	−57	−70.6	57	134.6	157	314.6	257	494.6	357	674.6	457	854.6	557	1,034.6	657	1,214.6	757	1,394.6
−258	−432.4	−158	−252.4	−58	−72.4	58	136.4	158	316.4	258	496.4	358	676.4	458	856.4	558	1,036.4	658	1,216.4	758	1,396.4
−259	−434.2	−159	−254.2	−59	−74.2	59	138.2	159	318.2	259	498.2	359	678.2	459	858.2	559	1,038.2	659	1,218.2	759	1,398.2
−260	−436.0	−160	−256.0	−60	−76.0	60	140.0	160	320.0	260	500.0	360	680.0	460	860.0	560	1,040.0	660	1,220.0	760	1,400.0
−261	−437.8	−161	−257.8	−61	−77.8	61	141.8	161	321.8	261	501.8	361	681.8	461	861.8	561	1,041.8	661	1,221.8	761	1,401.8
−262	−439.6	−162	−259.6	−62	−79.6	62	143.6	162	323.6	262	503.6	362	683.6	462	863.6	562	1,043.6	662	1,223.6	762	1,403.6
−263	−441.4	−163	−261.4	−63	−81.4	63	145.4	163	325.4	263	505.4	363	685.4	463	865.4	563	1,045.4	663	1,225.4	763	1,405.4
−264	−443.2	−164	−263.2	−64	−83.2	64	147.2	164	327.2	264	507.2	364	687.2	464	867.2	564	1,047.2	664	1,227.2	764	1,407.2
−265	−445.0	−165	−265.0	−65	−85.0	65	149.0	165	329.0	265	509.0	365	689.0	465	869.0	565	1,049.0	665	1,229.0	765	1,409.0
−266	−446.8	−166	−266.8	−66	−86.8	66	150.8	166	330.8	266	510.8	366	690.8	466	870.8	566	1,050.8	666	1,230.8	766	1,410.8
−267	−448.6	−167	−268.6	−67	−88.6	67	152.6	167	332.6	267	512.6	367	692.6	467	872.6	567	1,052.6	667	1,232.6	767	1,412.6
−268	−450.4	−168	−270.4	−68	−90.4	68	154.4	168	334.4	268	514.4	368	694.4	468	874.4	568	1,054.4	668	1,234.4	768	1,414.4
−269	−452.2	−169	−272.2	−69	−92.2	69	156.2	169	336.2	269	516.2	369	696.2	469	876.2	569	1,056.2	669	1,236.2	769	1,416.2
−270	−454.0	−170	−274.0	−70	−94.0	70	158.0	170	338.0	270	518.0	370	698.0	470	878.0	570	1,058.0	670	1,238.0	770	1,418.0
−271	−455.8	−171	−275.8	−71	−95.8	71	159.8	171	339.8	271	519.8	371	699.8	471	879.8	571	1,059.8	671	1,239.8	771	1,419.8
−272	−457.6	−172	−277.6	−72	−97.6	72	161.6	172	341.6	272	521.6	372	701.6	472	881.6	572	1,061.6	672	1,241.6	772	1,421.6
−273	−459.4	−173	−279.4	−73	−99.4	73	163.4	173	343.4	273	523.4	373	703.4	473	883.4	573	1,063.4	673	1,243.4	773	1,423.4
−273.2	−459.7	−174	−281.2	−74	−101.2	74	165.2	174	345.2	274	525.2	374	705.2	474	885.2	574	1,065.2	674	1,245.2	774	1,425.2
Zéro absolu		−175	−283.0	−75	−103.0	75	167.0	175	347.0	275	527.0	375	707.0	475	887.0	575	1,067.0	675	1,247.0	775	1,427.0
		−176	−284.8	−76	−104.8	76	168.8	176	348.8	276	528.8	376	708.8	476	888.8	576	1,068.8	676	1,248.8	776	1,428.8
		−177	−286.6	−77	−106.6	77	170.6	177	350.6	277	530.6	377	710.6	477	890.6	577	1,070.6	677	1,250.6	777	1,430.6
		−178	−288.4	−78	−108.4	78	172.4	178	352.4	278	532.4	378	712.4	478	892.4	578	1,072.4	678	1,252.4	778	1,432.4
		−179	−290.2	−79	−110.2	79	174.2	179	354.2	279	534.2	379	714.2	479	894.2	579	1,074.2	679	1,254.2	779	1,434.2
		−180	−292.0	−80	−112.0	80	176.0	180	356.0	280	536.0	380	716.0	480	896.0	580	1,076.0	680	1,256.0	780	1,436.0
		−181	−293.8	−81	−113.8	81	177.8	181	357.8	281	537.8	381	717.8	481	897.8	581	1,077.8	681	1,257.8	781	1,437.8
		−182	−295.6	−82	−115.6	82	179.6	182	359.6	282	539.6	382	719.6	482	899.6	582	1,079.6	682	1,259.6	782	1,439.6
		−183	−297.4	−83	−117.4	83	181.4	183	361.4	283	541.4	383	721.4	483	901.4	583	1,081.4	683	1,261.4	783	1,441.4
		−184	−299.2	−84	−119.2	84	183.2	184	363.2	284	543.2	384	723.2	484	903.2	584	1,083.2	684	1,263.2	784	1,443.2
		−185	−301.0	−85	−121.0	85	185.0	185	365.0	285	545.0	385	725.0	485	905.0	585	1,085.0	685	1,265.0	785	1,445.0
		−186	−302.8	−86	−122.8	86	186.8	186	366.8	286	546.8	386	726.8	486	906.8	586	1,086.8	686	1,266.8	786	1,446.8
		−187	−304.6	−87	−124.6	87	188.6	187	368.6	287	548.6	387	728.6	487	908.6	587	1,088.6	687	1,268.6	787	1,448.6
		−188	−306.4	−88	−126.4	88	190.4	188	370.4	288	550.4	388	730.4	488	910.4	588	1,090.4	688	1,270.4	788	1,450.4
		−189	−308.2	−89	−128.2	89	192.2	189	372.2	289	552.2	389	732.2	489	912.2	589	1,092.2	689	1,272.2	789	1,452.2
		−190	−310.0	−90	−130.0	90	194.0	190	374.0	290	554.0	390	734.0	490	914.0	590	1,094.0	690	1,274.0	790	1,454.0
		−191	−311.8	−91	−131.8	91	195.8	191	375.8	291	555.8	391	735.8	491	915.8	591	1,095.8	691	1,275.8	791	1,455.8
		−192	−313.6	−92	−133.6	92	197.6	192	377.6	292	557.6	392	737.6	492	917.6	592	1,097.6	692	1,277.6	792	1,457.6
		−193	−315.4	−93	−135.4	93	199.4	193	379.4	293	559.4	393	739.4	493	919.4	593	1,099.4	693	1,279.4	793	1,459.4
		−194	−317.2	−94	−137.2	94	201.2	194	381.2	294	561.2	394	741.2	494	921.2	594	1,101.2	694	1,281.2	794	1,461.2
		−195	−319.0	−95	−139.0	95	203.0	195	383.0	295	563.0	395	743.0	495	923.0	595	1,103.0	695	1,283.0	795	1,463.0
		−196	−320.8	−96	−140.8	96	204.8	196	384.8	296	564.8	396	744.8	496	924.8	596	1,104.8	696	1,284.8	796	1,464.8
		−197	−322.6	−97	−142.6	97	206.6	197	386.6	297	566.6	397	746.6	497	926.6	597	1,106.6	697	1,286.6	797	1,466.6
		−198	−324.4	−98	−144.4	98	208.4	198	388.4	298	568.4	398	748.4	498	928.4	598	1,108.4	698	1,288.4	798	1,468.4
		−199	−326.2	−99	−146.2	99	210.2	199	390.2	299	570.2	399	750.2	499	930.2	599	1,110.2	699	1,290.2	799	1,470.2

Formules:

$C = 5/9\ (F - 32)$

$F = 9/5\ (C + 32)$

Leçon n° 16

CIRCUITS ELECTRIQUES SIMPLES

Au cours des leçons précédentes, nous avons exposé ce que l'on entend par circuits électriques et comment on peut les classer en circuits-série, circuits-parallèle et circuits mixtes, c'est-à-dire en série-parallèle.

Nous avons ensuite, étudié les unités pratiques des courants passant dans ces circuits et les relations existant entre ces diverses unités.

Il convient maintenant, d'analyser d'une manière plus précise le fonctionnement de ces circuits, et des éléments qui les composent car, en pratique, ce sont toujours des dispositifs de ce genre — combinés d'une manière plus ou moins complexe — que nous rencontrerons dans tous les appareils utilisés dans le domaine de l'électronique et de ses applications.

CIRCUITS en SERIE

Le circuit de la **figure 1**, que nous connaissons déjà, comprend trois résistances reliées en série, et placées aux bornes d'une source de tension.

Incidemment, nous dirons que la tension et le courant, dans un tel circuit, atteignent leurs valeurs maximum et minimum au même instant (c'est pour cela qu'elles sont dites en phase). Nous verrons plus loin qu'il importe peu la tension et le courant soient ou non en phase entre eux.

Faisons également observer que, dans un circuit à courant continu, les chutes de tension (aux bornes des résistances) ont leur propre polarité: le côté par lequel le *courant entre* dans la résistance est *négatif*, celui par lequel il *sort est positif*.

De ce fait il résulte que, dans le circuit de la figure 1, le courant ne peut circuler que dans une seule direction.

Une autre caractéristique importante du circuit est que l'intensité du courant est égale et constante dans tous les points du circuit même. Examinons-le en détail (**figure 2**, circuit correspondant à celui de la figure 1).

Les symboles *A1*, *A2*, *A3* et *A4* représentent des ampèremètres (instruments servant à mesurer l'intensité d'un courant) insérés en divers points du circuit: indépendamment de la valeur de tension appliquée E_T et de la résistance totale du circuit ($R1 + R2 + R3$), les intensités lues sur chacun des instruments sont égales; si une variation se produit — aussi bien dans la tension, que dans la valeur de la résistance — elle déterminera une variation identique de la valeur lue sur chacun des instruments.

Rappelons que les instruments placés dans le circuit, les ampèremètres, doivent être branchés « en série » dans le circuit et par conséquent le circuit doit être ouvert pour pouvoir y connecter l'instrument.

Les lois ci-dessous sont donc valables pour un circuit série:

1) L'intensité du courant est la même en tous les points du circuit, on a donc:

$$I_{\text{Totale}} = I_1 = I_2 = I_3$$

2) La somme des chutes de tension le long du circuit est égale à la tension totale appliquée à ses bornes Et on a.

$$E_{\text{Tota'e}} = E_1 + E_2 + E_3$$

Résistances en série

La loi d'Ohm peut être appliquée au circuit entier comme à chacun des composants particuliers de ce circuit et peut être énoncée ainsi:

1er *cas*: circuit entier.

Le courant total passant dans un circuit est égal au quotient de la tension totale par la résistance totale.

2ème *cas*: pour un élément du circuit.

Le courant passant en un point déterminé d'un circuit est égal au quotient de la tension présente aux bornes de cet élément par sa résistance propre.

En appliquant la loi d'Ohm au circuit entier de la figure 2, on obtient:

$$E_{\text{Tota'e}} = I\,R_{\text{Totale}}$$

La chute de tension aux bornes de chacune des résistances s'exprime ainsi:

$$E_1 = IR_1;\ E_2 = IR_2;\ E_3 = IR_3$$

En exprimant maintenant, la valeur de la tension d'alimentation et les chutes de tension aux bornes des composants du circuit par leur équivalent *IR*, on a:

$$IR_{\text{Totale}} = IR_1 + IR_2 + IR_3$$

en divisant les deux membres de l'équation par I (c'est-à-dire en supprimant I dans les deux membres) on a:

$$R_{\text{Totale}} = R_1 + R_2 + R_3$$

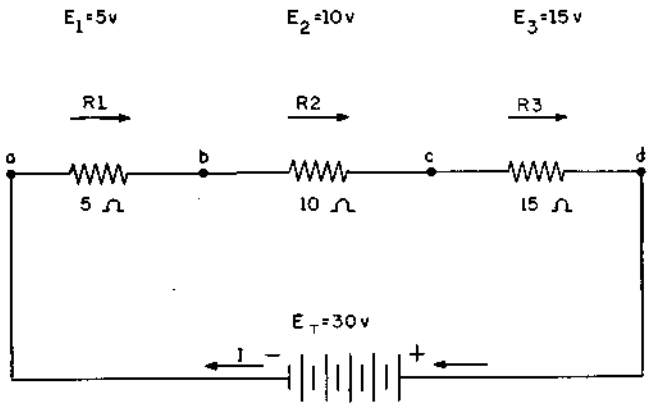


Fig. 1 - Nous avons ici, un circuit dans lequel nous voyons 3 résistances en série (R 1, R 2, R 3). La tension aux bornes des résistances (E1, E2, E3) dépend de leur valeur: le résultat de ces tensions est toujours égal à la valeur existant à la source des tensions (ET).

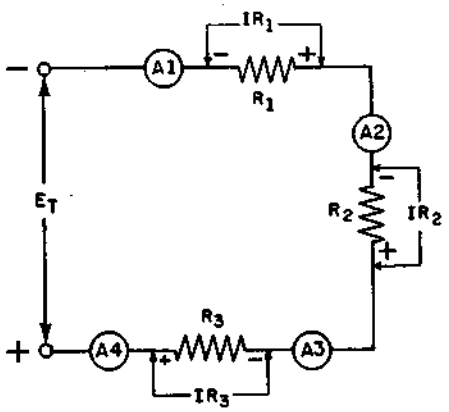


Fig. 2 - Une autre caractéristique importante du circuit en série est que l'intensité du courant est égale et constante dans tous les points de ce circuit. Des instruments qui mesurent l'intensité (ampèremètres: A1, A2, A3, A4) peuvent confirmer cette caractéristique.

On en déduit donc que **dans un circuit en série, la résistance totale est égale à la somme des résistances des divers composants.**

La résistance totale d'un circuit est appelée *résistance équivalente*, celle-ci est la valeur de la résistance unique pouvant être substituée à toutes les autres sans que l'intensité du courant subisse une variation.

Puissance dissipée dans un circuit-série

Puisque l'intensité du courant est la même en tous les points d'un circuit-série, chacune des résistances le composant dissipent, en même temps, une puissance proportionnelle à sa valeur ohmique ($P1$, $P2$, $P3$) donc la puissance totale sera donnée par:

$$P_{Totale} = P_1 + P_2 + P_3$$

ainsi, pour calculer la puissance dissipée dans un circuit-série comme celui de la figure 2, on peut:

1) calculer les dissipations individuelles et les additionner, ou bien

2) utiliser les valeurs totales, comme ci-dessous:

$$P_{Totale} = E_T \times I_T$$

Analyse d'un circuit en série

Un exemple de circuit en série fréquemment utilisé nous est fourni par le circuit d'alimentation des filaments des lampes dans certains récepteurs de radio; comme ces filaments doivent fonctionner sous une intensité bien définie, il est nécessaire que celle-ci soit constante en tous les points du circuit. Nous en déduirons par conséquent, que si un changement est apporté au circuit, il est nécessaire de modifier la tension pour maintenir l'intensité du courant à la valeur requise.

C'est pour cette raison que les circuits-série des filaments sont appelés parfois, *circuits à courant constant* et à tension variable et, chaque fois qu'une lampe est ajoutée ou retirée du circuit, il est nécessaire de régler à nouveau la tension.

Deux dispositifs ne travaillant pas sous la même intensité, ne peuvent fonctionner convenablement s'ils sont reliés en série: par exemple, une lampe d'éclairage de 120 volts, 75 watts nécessite une intensité de 0,625 ampère ($I = W : V$); si une telle lampe est reliée en série avec une autre, fonctionnant aussi sous 120 volts, mais ayant une puissance de 60 watts (demandant une intensité de 0,500 ampère) il sera impossible de régler la tension d'alimentation de telle sorte que toutes deux aient la même luminosité. En effet, si la tension est ajustée pour fournir une intensité de 0,500 ampère, la lampe de 75 watts ne sera pas suffisamment alimentée, tandis que si la tension est réglée pour fournir une intensité de 0,625 ampère, celle de 60 watts sera surchargée.

Le circuit-série présente certains inconvénients. Si, par hasard, une seule lampe brûle et que son filament se coupe, le circuit reste ouvert et toutes les autres lampes sont privées d'alimentation. Ceci arrive par exemple, dans les guirlandes pour arbres de Noël où toutes les lampes sont reliées en série.

Il peut arriver également qu'un filament d'une lampe se mette en court-circuit et dans ce cas, c'est un autre inconvénient qui se présente: la résistance totale devenant plus faible, les autres lampes sont soumises à une tension dangereuse, plus élevée que la normale.

Il y a, toutefois, quelques applications dans lesquelles les circuits en série sont utilisés avantageusement: par exemple, dans les réseaux d'éclairage urbain où l'énorme économie réalisée dans les câbles d'alimentation prime toute autre considération.

En effet, en utilisant un circuit série, on alimente le réseau sous une tension plus élevée et sous une intensité moindre, donc on utilisera des conducteurs de section beaucoup plus faible que celle qui serait nécessaire si toutes les lampes étaient reliées en parallèle (tension faible et intensité élevée); l'économie réalisée sur le prix des câbles est donc importante.

Dans les circuits en série, du type utilisé pour l'éclairage urbain, il est nécessaire d'adopter certains dis-

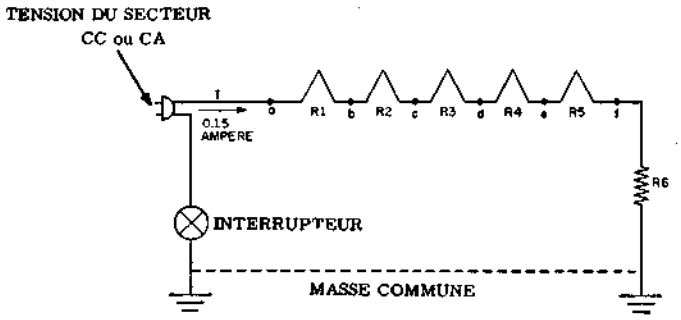


Fig. 3 - Circuit pour le chauffage du filament des lampes (R1, R2 etc...) en série. La résistance R6 ferme le circuit. Sa valeur doit être telle que la tension présente entre les points « a » et « f » soit égale à la somme des tensions nécessaires pour allumer le filament de chaque lampe.

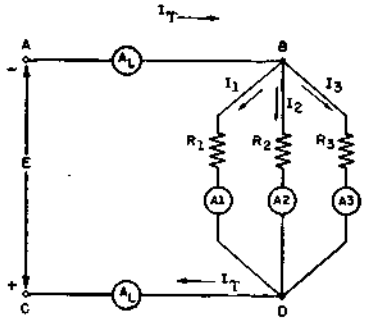


Fig. 4 - Circuit de 3 résistances en parallèle. Chacune de ces résistances forme un circuit séparé. Le courant de ligne (indiqué par l'ampèremètre AL) se divise en trois branches. La valeur du courant dans chaque branche est relevée sur les instruments A1, A2, A3.

positifs ayant pour but de rétablir la continuité du circuit si une lampe brûle et de maintenir la tension à une valeur convenable pour que l'intensité reste constante.

Le premier problème est résolu en plaçant en parallèle sur chaque lampe un dispositif dit « disque à pellicule isolante »: celui-ci se comporte comme un isolant au regard de la chute normale de tension aux bornes de la lampe quand le circuit est continu. Si le filament de la lampe se casse, la pellicule isolante se trouve soumise — ne serait-ce que pendant un court instant — à la totalité de la tension d'alimentation puisque, en cas d'interruption du circuit, il n'y a aucun débit et, par suite, aucune chute de tension à travers les autres lampes. Dans ce cas, la tension est suffisamment élevée pour perforer la mince pellicule isolante et la lampe défectueuse est court-circuitée par le disque, ce qui rétablit la continuité du circuit. L'action est si rapide qu'en pratique, on notera seulement une brève interruption de l'éclairage.

Mais nous nous trouvons alors dans le cas où, une lampe manquant, le reste du circuit sera survolté; en effet, la tension nécessaire à l'alimentation d'un certain nombre de lampes sera appliquée à toutes moins une. Il faut donc employer un régulateur de courant.

Un type de régulateur à courant constant remédiant à un tel inconvénient est constitué par un *transformateur* (appareil capable d'élever ou d'abaisser une tension) pourvu d'un organe mobile qui se déplace automatiquement pour maintenir un courant constant quelle que soit la charge, dans les limites de sa puissance maximum évidemment.

Le fonctionnement d'un tel transformateur est le suivant: une tension appliquée à un circuit dit *primaire* est transférée à un autre circuit appelé *secondaire*; le degré de couplage entre les deux enroulements contrôle la valeur de la tension transférée ou, mieux, *induite* au secondaire pour l'alimentation du circuit d'utilisation. Si un des éléments du circuit en série est mis en court-circuit, le degré de couplage (dans ce transformateur spécial) diminue et, par conséquent, la tension induite diminue de valeur ce qui rétablit l'intensité du courant à sa valeur initiale.

Ainsi que nous le verrons bientôt, on utilise dans les récepteurs de radio des lampes spéciales dites *tubes à vide*: ces tubes sont pourvus d'un *filament* qui doit être chauffé; ce chauffage est obtenu — tout comme dans les lampes d'éclairage — en faisant passer un courant dans le filament qui se trouve ainsi, porté au rouge.

Dans certains modèles de récepteurs, les divers filaments sont reliés en série et, lorsque cela est nécessaire, une résistance chutrice (*R6*) de valeur convenable est placée dans le circuit pour abaisser la tension du réseau à la valeur désirée (**figure 3**).

CIRCUITS en PARALLELE

Le courant dans un circuit en parallèle

Un circuit en parallèle est formé de deux ou de plusieurs circuits dans lesquels peut passer un courant; un exemple en est donné dans la **figure 4** où nous voyons trois résistances en parallèle (en anglais, « shunt »), aux bornes desquelles est appliquée une tension, chacune de ces résistances formant un circuit séparé.

Le courant total qui entre et sort de cette combinaison de circuits s'appelle *courant de ligne*; son intensité est celle fournie par la source de courant. Elle peut être mesurée, dans notre cas, en insérant un ampèremètre en n'importe quel point de la ligne compris entre *A* et *B* ou *C* et *D*. Au point *B* le courant se divise en trois branches I_1, I_2, et I_3 et au point *D* les trois courants se réunissent pour former le courant de ligne qui retourne à la source d'alimentation.

Ceci illustre une loi concernant les circuits en parallèle qui est la suivante: **l'intensité totale du courant fournie au circuit est égale à la somme des intensités passant dans les diverses branches**, on a donc:

$$I_{Tot} = I_1 + I_2 + I_3$$

En d'autres termes, la somme des intensités qui en-

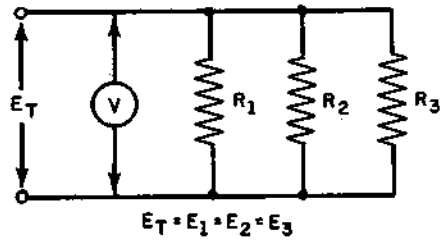


Fig. 5 - Dans un circuit en parallèle la tension appliquée aux diverses dérivations R1, R2, R3 (qu'on peut lire sur « V » - voltmètre) est la même pour toutes. Elle est égale à ET = tension de la source.

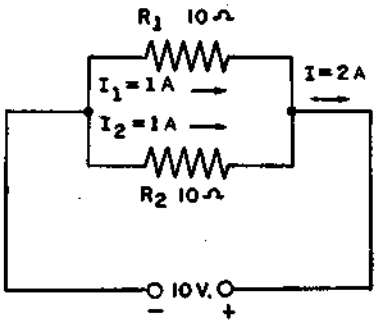


Fig. 6 - L'intensité du courant que doit fournir la source d'alimentation passant dans un circuit parallèle, est égale à la somme des intensités passant dans les diverses branches. IT = I1 + I2 et selon les valeurs indiquées ci-dessus, nous avons IT = 2 ampères comme résultat de la somme I1 (1 ampère) + I2 (1 ampère).

trent par un sommet est égale à la somme des intensités des courants qui en sortent.

En employant le signe positif pour indiquer le courant qui entre par un sommet et en se référant au point *B* du circuit de la figure 4, on a:

$$+ I_{Tot} - I_1 - I_2 - I_3 = O$$

On notera que cette équation n'est qu'une forme de l'équation précédente.

La tension dans un circuit en parallèle

Le rapport entre les tensions, dans un circuit en parallèle, est indiqué dans la **figure 5** qui montre, à nouveau, trois résistances connectées en parallèle aux bornes d'une source d'alimentation.

Un voltmètre *V* est relié aux bornes des trois branches et, par suite, aux bornes de la source de courant. Si nous considérons que la résistance des fils de connexions est négligeable, nous voyons que l'extrémité supérieure de chaque résistance est au même potentiel que l'extrémité supérieure de la source d'alimentation par rapport aux extrémités inférieures respectives et vice-versa.

Ceci permet d'énoncer une autre loi relative aux circuits en parallèle: **la tension appliquée à toutes les branches d'un circuit en parallèle est la même pour toutes.**

$$E_{Tot} = E_1 = E_2 = E_3$$

Nous verrons plus tard que, quand les résistances de charge d'un circuit sont de très faible valeur, on doit également tenir compte de la résistance des fils de connexions qui, bien que de faible valeur, peut, dans certains cas n'être pas négligeable au regard de la résistance de charge; dans ce cas, la chute de tension $I \cdot R$ qui se produit dans les conducteurs ne peut plus être négligée.

Résistances en parallèle

Rappelons que, dans un circuit en série comportant plusieurs résistances, la résistance totale est égale à la somme de toutes les résistances et est plus grande que chacune d'elles.

Ceci ne se produit pas dans un circuit en parallèle et une analogie avec l'écoulement de l'eau dans un tuyau nous le fera clairement comprendre. Si nous augmentons la résistance du circuit, (somme de plusieurs résistances = circuit en série), on produit le même effet que si nous allongions le tuyau dans lequel passe l'eau ou bien que nous augmentions les frottements dans le tuyau. Si, au contraire — en conservant la même longueur et la même pression de l'eau — nous branchons un autre tuyau à côté du premier (circuit avec les résistances en parallèle), c'est-à-dire en parallèle sur le premier, l'eau passera par deux voies différentes et son débit sera plus élevé. Si nous augmentons le nombre de tuyaux, la résistance diminuera de plus en plus et, si la pression reste constante, il coulera une plus grande quantité d'eau.

Voyons un exemple pratique: dans le circuit en parallèle de la **figure 6** chaque résistance oppose une résistance de 10 ohms au passage du courant; la tension de 10 volts est appliquée aux bornes de chaque branche, donc il passe un courant de 1 ampère dans chacune des résistances.

Toutefois quand les courants se réunissent, l'intensité du courant de ligne est de 2 ampères. En appliquant la loi d'Ohm au circuit, on a:

$$Re = \frac{E_{Tot}}{I_{Tot}} = \frac{10}{2} = 5 \text{ ohms}$$

dans laquelle *Re* représente la *résistance équivalente*, c'est-à-dire la résistance totale.

Donc, la résistance équivalente de deux branches ayant des résistances égales est égale à la moitié de la résistance d'une branche.

Le circuit pris comme exemple dans la figure 6 est un circuit en parallèle dans lequel les deux branches ont des résistances égales.

Prenons, maintenant, un exemple — en nous référant toujours à un circuit du type de la figure 6 — avec d'autres valeurs. Supposons que la tension soit de 12 volts et les résistances de 6 ohms.

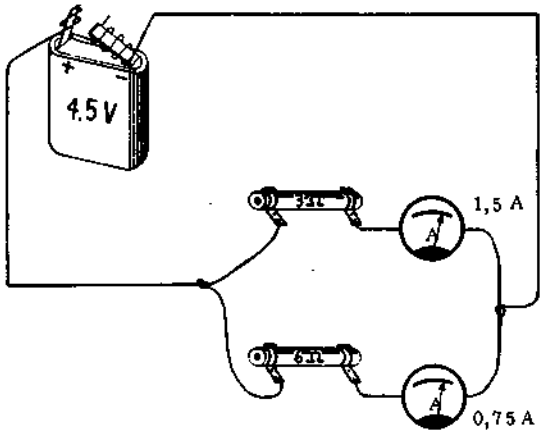


Fig. 6 bis - Ce circuit, formé par des résistances en parallèle et facile à expérimenter, démontre en pratique que le courant passant dans chaque branche est inversement proportionnel à la résistance relative.

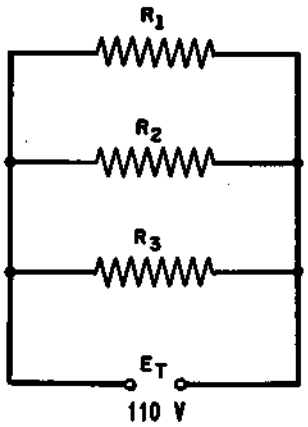


Fig. 7 - Méthode dite de la « conductance » pour trouver la résistance équivalente à celle d'un circuit en parallèle. Suivant cette méthode, il faut se rappeler que l'inverse de la résistance totale est égale à la somme des inverses des résistances formant le circuit. Une fois trouvée la résistance équivalente, l'intensité totale se calcule au moyen de la loi d'Ohm.

Une tension de 12 volts donne une intensité de 2 ampères dans une résistance de 6 ohms ($I = V : R$); si nous branchons une autre résistance de 6 ohms en parallèle sur la première, elle sera également parcourue par la même intensité.

La résistance équivalant à ces deux résistances sera donnée par l'équation:

$$R = \frac{E}{I}$$

C'est-à-dire:

$$Re = \frac{12\ \text{V}}{4\ \text{A}} = 3\ \text{ohms}$$

Si, enfin, nous branchons trois résistances de 6 ohms en parallèle aux bornes d'une source de tension de 12 volts, le courant de ligne sera de 6 ampères et la résistance totale sera de 2 ohms, c'est-à-dire le tiers de la résistance de chaque branche.

Il est donc évident que la résistance totale, ou équivalente, de plusieurs résistances d'égales valeurs reliées en parallèle est égale à la résistance d'une branche divisée par le nombre des branches: par exemple, si cinq résistances de 20 ohms sont reliées en parallèle, la résistance équivalente sera:

$$Re = \frac{20}{5} = 4\ \text{ohms}$$

Il est important de se rappeler que la résistance équivalente dans un circuit en parallèle est *toujours inférieure* à la valeur de la plus faible résistance présente dans le circuit.

Il existe plusieurs méthodes pour déterminer la résistance équivalente des circuits en parallèle; en se familiarisant avec elles on économisera bien du temps.

Nous venons d'expliquer comment on détermine la résistance totale, ou équivalente, *Re* dans un circuit composé de résistances d'égales valeurs. Nous pouvons affirmer qu'un des moyens les plus simples pour déterminer *Re* consiste à appliquer la loi d'Ohm, connaissant la tension et l'intensité, comme nous l'avons vu plus haut, c'est-à-dire d'appliquer la formule:

$$Re = \frac{E_T}{I_T}$$

A partir de cette équation, on peut également calculer le courant dans chacune des branches, si nous connaissons la résistance de ces branches. Les intensités se calculent ainsi:

$$I_1 = \frac{E_T}{R_1};\ I_2 = \frac{E_T}{R_2}$$

Méthode de la conductance

Quand les diverses branches d'un circuit en parallèle n'ont pas la même résistance, on peut employer les conductances pour calculer la résistance équivalente.

Puisque dans un circuit en parallèle le courant peut suivre plusieurs voies, on obtient le même résultat que celui qui se produirait en augmentant la section du conducteur, c'est pourquoi le courant passant dans la résistance est proportionnel à la conductivité de chacune des branches.

Nous savons que la conductance *G* d'un circuit est l'inverse de sa résistance:

$$G = \frac{R}{1}$$

Cela signifie que plus faible est la résistance opposée au passage du courant, plus grande sera la conductance, c'est-à-dire la facilité avec laquelle le courant pourra passer.

La conductance totale d'un circuit en parallèle est égale à la somme des conductances des diverses branches:

$$G_{\text{Totale}} = G_1 + G_2 + \ldots$$

Dans le circuit de la figure 6, la conductance totale peut être calculée ainsi:

$$\frac{1}{Re} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

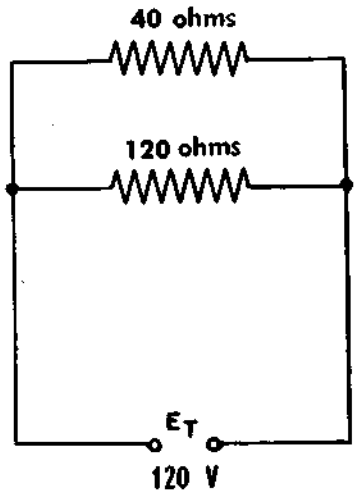


Fig. 8 - Voici une autre méthode pour trouver la résistance équivalente à celle d'un circuit en parallèle. On appelle cette méthode, méthode de « l'équation ». Ce système est très commode lorsque le circuit ne comprend que 2 éléments. Dans ce cas, la résistance équivalente à deux résistances en parallèle est égale à leur produit divisé par leur somme. On peut également utiliser l'équation pour calculer la résistance équivalente dans un circuit à trois dérivations, en employant l'équation deux fois de suite.

Voyons, maintenant, comment on obtient cette équation en appliquant la loi d'Ohm:

$$I_{Tot} = I_1 + I_2$$

Puisque dans un circuit en parallèle, il est possible de substituer aux intensités (I_1, I_2) leurs valeurs calculées par la loi d'Ohm ($I = E : R$), on obtient:

$$\frac{E}{Re} = \frac{E}{R_1} + \frac{E}{R_2}$$

En divisant les deux membres de l'équation par E on a:

$$\frac{1}{Re} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \text{ ainsi}$$

c'est-à-dire:

$$Re = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

d'où la loi: **dans un circuit en parallèle l'inverse de la résistance totale est égale à la somme des inverses des résistances de chaque branche**, c'est-à-dire que la résistance totale est égale à l'inverse de la somme des conductances de chacune des branches.

Puisque la résistance totale, ou équivalente, est plus faible que chacune des résistances en parallèle, il s'ensuit que le courant dans la ligne est toujours plus intense que celui passant dans la branche ayant le courant le plus fort.

Les deux équations ci-dessus peuvent être employées quelles que soient les valeurs des résistances mises en parallèle (égales ou de valeurs diverses), elles sont donc d'un usage général.

Donnons deux exemples d'application.

1) - Trouver la résistance équivalente (Re) et l'intensité du courant dans la ligne (I_{TOT}) du circuit de la **figure 7**, lorsque R_1 est égale à 6 ohms, R_2 à 12 ohms et R_3 à 18 ohms.

Nous aurons:

$$\frac{1}{Re} = \frac{1}{6} + \frac{1}{12} + \frac{1}{18} = \frac{11}{36}$$

$$Re = \frac{36}{11} = 3{,}27 \text{ ohms}$$

L'intensité du courant sera:

$$I_{Tot} = \frac{110 \text{ volts}}{3{,}27 \text{ ohms}} = 33{,}6 \text{ ampères}$$

2) - Trouver la résistance équivalente, toujours dans le circuit de la figure 7, si $R_1 = 12$ ohms, $R_2 = 15$ ohms et $R_3 = 20$ ohms. Nous aurons:

$$\frac{1}{Re} = \frac{1}{12} + \frac{1}{15} + \frac{1}{20} = \frac{12}{60}$$

et

$$Re = \frac{60}{12} = 5 \text{ ohms}$$

Méthode de l'équation

La résistance équivalente d'un circuit à deux branches peut être rapidement calculée au moyen d'une formule dérivant de l'équation déjà étudiée, de la façon suivante. Puisque:

$$\frac{1}{Re} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

On a:

$$Re = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

C'est-à-dire, **la résistance équivalente à deux résistances en parallèle est égale à leur produit divisé par leur somme.**

Exemple: Trouver la résistance équivalente et l'intensité du courant dans chaque branche d'un circuit formé par deux résistances en parallèle ayant respectivement pour valeur 40 ohms et 120 ohms (**figure 8**), la tension appliquée étant de 120 volts.

$$\text{Résistance équivalente} = \frac{40 \times 120}{40 + 120} = 30 \text{ ohms}$$

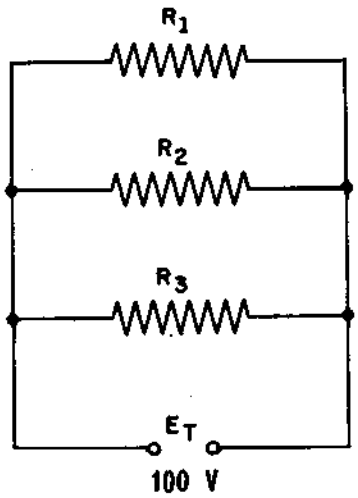


Fig. 9 - Une troisième méthode pour calculer la résistance équivalente d'un circuit en parallèle est celle de « la tension fictive ». On prend une tension quelconque (de préférence 10 ou un multiple de 10) et, en appliquant la loi d'Ohm à chacune des branches, on calcule les intensités partielles dont la somme servira au calcul de Re. Le procédé est très simple et fort utile pour tous ceux qui emploient une règle à calculer. Cette méthode permet de calculer la résistance équivalente lorsqu'on ignore la valeur de la tension appliquée au circuit.

Courant . . . . . $I_1 = \frac{120}{40} = 3$ ampères

Courant . . . . . $I_2 = \frac{120}{120} = 1$ ampère

Dans le problème ci-dessus, on remarque que, lorsque le courant de ligne entre dans deux résistances en parallèle, il se divise en deux branches en proportion inverse de la résistance de chacune des branches c'est-à-dire que l'intensité la plus faible passe dans la branche ayant la résistance la plus élevée et réciproquement.

On peut également utiliser l'équation ci-dessus, c'est-à-dire:

$$Re = \frac{R_1 + R_2}{R_1 \times R_2}$$

pour calculer la résistance équivalente dans un circuit à trois dérivations, en employant l'équation deux fois de suite.

Exemple: Pour trouver la résistance équivalant à trois résistances en parallèle ayant respectivement pour valeurs 10, 20 et 30 ohms, on recherche d'abord la résistance équivalente à 10 et 20 ohms, on a:

$$Re = \frac{10 \times 20}{10 + 20} = \frac{200}{30} = 6{,}67 \text{ ohms}$$

ensuite, on calcule la résistance équivalente de 6,67 en parallèle sur 30 ohms, ce qui donne:

$$Re = \frac{6{,}67 \times 30}{6{,}67 + 30} = \frac{200}{36{,}7} = 5{,}45 \text{ ohms}$$

On peut dériver une équation pour trouver la résistance équivalente à trois résistances en parallèle de la manière suivante:

Puisque

$$\frac{1}{Re} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

on a

$$Re = \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}$$

Cette méthode ne convient pas dans le cas des circuits à plus de trois dérivations car, comme on peut le voir, elle comporte un grand nombre de calculs.

Méthode de la tension fictive

La méthode la plus indiquée pour déterminer la résistance équivalente d'un circuit en parallèle — et pour trouver également toutes les valeurs inconnues — dépend, pour une grande part, des données dont on dispose.

La méthode, dite de la tension fictive, est un procédé très simple, fort utile pour tous ceux qui emploient une règle à calculer; elle permet de calculer *Re* (résistance équivalente) quand on ignore la valeur de la tension appliquée au circuit.

Nous savons déjà que le principe de base pouvant être appliqué à la solution des problèmes concernant les circuits en parallèle, consiste à additionner les intensités passant dans chaque branche pour obtenir le courant de ligne, puis de diviser la tension appliquée aux bornes du circuit par cette intensité totale pour trouver la valeur de *Re*.

En principe, la résistance d'un circuit a une valeur constante qui dépend essentiellement de la valeur de ses composants: si l'on fait varier la tension appliquée, l'intensité du courant et non la résistance variera en conséquence. Il est donc possible, pour cette raison, de fixer une tension (fictive) et, grâce à elle, de calculer les intensités des courants dans les diverses branches. Le quotient de la tension fictive par l'intensité du courant de ligne donnera la résistance équivalente *Re*.

On peut fixer, pour cela, une tension quelconque et ceux de nos lecteurs qui emploient la règle à calcul trouveront que cette méthode est très pratique, surtout si l'on prend comme tension fictive le nombre 10 ou un multiple.

En outre, pour éviter de tomber sur des chiffres décimaux, il conviendra de choisir une tension telle que le courant passant dans la branche ayant la plus forte résistance, soit d'une intensité comprise entre 1 et 10 ampères.

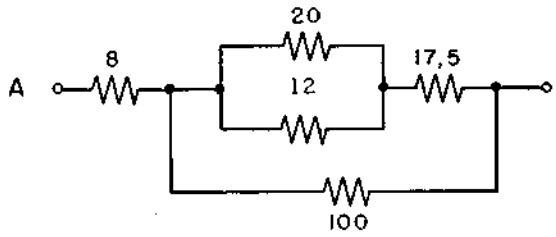


Fig. 10-A - Circuit série-parallèle dont nous voulons calculer la résistance équivalente.

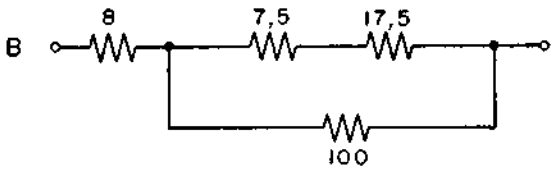


Fig. 10-B - Les deux résistances en parallèle (20 et 12 ohms) sont remplacées par la résistance équivalente de 7,5 ohms.

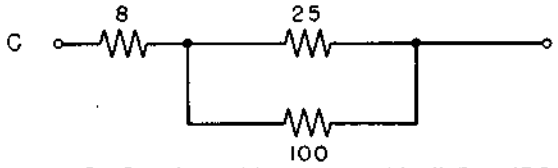


Fig. 10-C - Les deux résistances en série (7,5 et 17,5 ohms) sont remplacées par la résistance équivalente de 20 ohms.

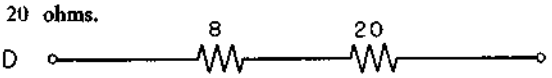


Fig. 10-D Les deux résistances de 25 et 100 ohms en parallèle sont remplacées par la résistance équivalente de 20 ohms.

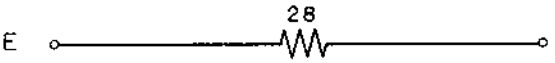


Fig. 10-E - Enfin, en ajoutant 8 et 20 ohms, nous trouvons que 28 ohms est la résistance équivalente du circuit complet de la figure 10-A.

Il est évident que le courant circulant dans les autres dérivations aura des intensités plus grandes.

Exemple: Trois résistances, R_1 de 15 ohms, R_3 de 20 et R_2 de 30 ohms sont reliées en parallèle (figure 9). trouver la résistance équivalente:

Prenons la valeur de 100 volts pour la tension fictive, on a:

$$I_1 = \frac{\textit{Tension fictive}}{R_1} = \frac{100}{15} = 6{,}67 \text{ ampères}$$

$$I_2 = \frac{\textit{Tension fictive}}{R_2} = \frac{100}{20} = 5 \text{ ampères}$$

$$I_3 = \frac{\textit{Tension fictive}}{R_3} = \frac{100}{30} = 3{,}33 \text{ ampères}$$

$$I_{\text{Totale}} = 6{,}67 + 5 + 3{,}33 = 15 \text{ ampères}$$

$$Re = \frac{\textit{Tension fictive}}{I_{\text{Totale}}} = \frac{100}{15} = 6{,}67 \text{ ohms}$$

Si l'on n'utilise pas la règle à calculer on peut, dans cette méthode, choisir une tension fictive numériquement égale à la valeur ohmique de la plus forte résistance.

Dans l'exemple précédent, si nous choisissons une tension fictive d'une valeur de 30 V (égale à 30 ohms, valeur de la plus grande résistance), on sait que l'intensité du courant passant dans R_1 sera de 1 ampère et que celle passant dans les deux autres branches sera plus élevée.

Le problème pourra être résolu en utilisant cette tension fictive et le résultat sera comparé avec la valeur de Re précédemment trouvée.

ANALYSE d'un CIRCUIT EN PARALLELE

Le fait d'ajouter ou d'enlever un composant à un circuit en parallèle provoque une variation de l'intensité du courant total, *mais non pas du potentiel appliqué.*

L'unique limite au nombre des dérivations est constituée par l'intensité maximum que peut supporter la ligne et par la charge maximum pouvant être mise sur la source de courant.

Les circuits en parallèle sont particulièrement bien adaptés aux systèmes de distribution de l'énergie électrique, car ils ne présentent pas les inconvénients caractéristiques des circuits en série.

Si le réseau de distribution électrique était du type en série, tous les appareils électriques devraient être allumés ou éteints en même temps, tandis que dans un circuit en parallèle, n'importe quel appareil peut être relié à la ligne, ou mis hors du circuit, sans influer sur le fonctionnement des autres.

En outre, s'ils étaient branchés en série, tous les appareils devraient fonctionner sous la même intensité, tandis qu'avec le branchement en parallèle, on peut alimenter un amplificateur consommant 1 ampère, en même temps qu'un petit récepteur n'absorbant que 0,25 ampère.

Si un des appareils brûle, et que par conséquent son circuit reste ouvert, les autres dispositifs reliés à la même source continueront à fonctionner normalement.

Pour finir, même un court-circuit dans un des appareils ne pourrait mettre en péril les autres appareils branchés sur la même ligne, bien que leur fonctionnement puisse s'en trouver perturbé ou même complètement interrompu par suite de la surcharge imposée à la ligne d'alimentation. Celle-ci est normalement protégée contre une telle éventualité par des dispositifs de sécurité appelés « fusibles » qui fondent, interrompant ainsi le circuit, lorsque l'intensité du courant est supérieure à celle prévue pour un fonctionnement normal.

Puissance dissipée dans un circuit en parallèle

Comme dans un circuit en série, l'équation de la puissance dissipée dans un circuit en parallèle peut être dérivée de la loi d'Ohm.

La puissance dissipée dans un circuit est égale à

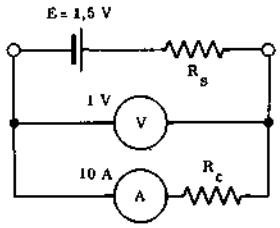


Fig. 11-A - La source de force électromotrice (E) qui alimente un circuit, présente une certaine résistance dont nous devons tenir compte: analysons ses effets. Elle est indiquée par Rs. A circuit ouvert le voltmètre V indiquera 1,5 volt.

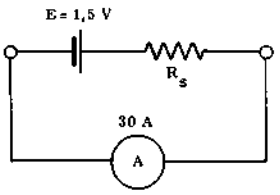


Fig. 11-B - En fermant le circuit sur un ampèremètre A, ayant une lecture de 30 ampères par exemple, nous aurons une valeur de Rs selon la loi d'Ohm, E : I c'est-à-dire 1,5 : 0,15) donc de 0,05 ohm.

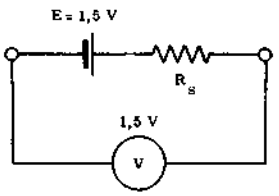


Fig. 11-C - Insérons une charge, Rc, de 0,1 ohm; le courant prend la valeur de (E : Rc + Rs, ou bien 1,5 : 0,15) 10 A et la tension à la charge résulte (E = I × R) 10 × 0,1 = 1 V. La tension sur Rs sera 10 × 0,05 = 0,5 V. L'effet de la résistance intérieure est donc de diminuer la tension de la batterie de 1,5 à 1 volt lorsque celle-ci fournit 10 A à la charge.

la somme des puissances dissipées dans les diverses branches, comme suit:

$$P_{\text{Totale}} = P_1 + P_2 + P_3$$

Si nous connaissons la tension d'alimentation et l'intensité totale du courant (de ligne), on peut employer l'équation suivante:

$$P_{\text{Totale}} = E_T I_T$$

Si l'on connaît le courant de ligne et la résistance équivalente, l'équation est:

$$P_{\text{Totale}} = I^2_T \times Re$$

Si l'on connaît la tension d'alimentation et la résistance équivalente, on a:

$$P_{\text{Totale}} = \frac{E^2_T}{Re}$$

COMPARAISON ENTRE CIRCUITS EN SERIE ET CIRCUITS EN PARALLELE

	CIRCUIT	
	Série	Parallèle
Courant	$I_t = I_1 = I_2 = I_3 = \ldots$	$I_t = I_1 + I_2 + I_3 + \ldots$
Tension	$E_t = E_1 + E_2 + E_3 + \ldots$	$E_t = E_1 = E_2 = E_3 = \ldots$
Résistance	$R = R_1 + R_2 + R_3 + \ldots$	$R_e = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \ldots}$

TABLEAU 36

Le tableau, ci-contre, résume les rapports entre les tensions, les intensités et les résistances dans les deux types de circuits.

Il convient de garder ces rapports présents à l'esprit pour éviter toutes difficultés lors de l'étude des circuits plus complexes que nous aborderons bientôt.

CIRCUITS EN SERIE - PARALLELE

Ce type de circuit n'est qu'une combinaison des deux types dont nous venons de parler ci-dessus et, pour résoudre les problèmes les concernant, il nous faudra, logiquement, mettre en pratique les principes exposés plus haut.

Rappelons qu'un nombre quelconque de résistances placées en série peut être remplacé par une résistance unique dont la valeur est égale à la somme des valeurs de toutes les autres et qu'un nombre quelconque de résistances en parallèle peut être remplacé par une résistance unique dont la valeur est égale à l'inverse de la somme des inverses des résistances.

Déterminons, par exemple, la résistance équivalente du circuit de la **figure 10 A.**

En pratique, le circuit mixte série-parallèle, est le type qu'on rencontre le plus fréquemment dans les montages électroniques; pour le résoudre facilement, il est nécessaire de le simplifier.

Dans la prochaine leçon théorique, nous nous occuperons d'une manière plus détaillée, des circuits série-parallèle qui, en effet, ne peuvent plus être appelés des circuits simples, mais, au contraire, font partie des circuits complexes.

EFFETS DE LA RESISTANCE DE LA SOURCE

En considérant un circuit, qu'il soit du type série, parallèle, ou mixte, il est important de tenir compte du fait que la source de force électromotrice qu'il alimente présente toujours une certaine résistance. Dans les **figures 11 A, B et C**, nous avons un exemple avec des données, qui illustre les effets causés par la résistance intérieure de la source.

Leçon n° 17

LES APPAREILS DE MESURE

Le rôle d'un radiotechnicien est d'étudier, de concevoir des récepteurs, des émetteurs, etc..., de mettre en service des appareils nouveaux, d'en assurer l'entretien afin qu'ils soient toujours en parfait état de fonctionnement et de les réparer lorsqu'ils tombent en panne.

De nombreux instruments de mesure ont été créés pour l'aider efficacement dans ces diverses activités (**figure 1**).

Pour essayer et mettre en service un dispositif électronique, pour en contrôler le bon fonctionnement, le technicien utilise des appareils spéciaux qui sont: les générateurs de signaux, les voltmètres, fréquencemètres, outputmètres, etc... que nous apprendrons peu à peu à connaître.

Par contre, pour dépanner rapidement, on utilise plus spécialement les multimètres ou appareils de mesure multiples, les voltmètres électroniques ou voltmètres à lampes, les « signal tracers » (appareils permettant de mettre en évidence un signal et de le suivre tout le long des divers circuits), les lampemètres (servant à essayer les lampes et à mesurer leurs caractéristiques) et autres dispositifs qui tous aident considérablement à localiser rapidement les pannes.

Etant donné que le technicien doit comprendre parfaitement le fonctionnement et l'utilisation de ces appareils, nous étudierons tout d'abord, dans ces premières leçons du Cours les instruments de mesure ou instruments indicateurs, qui comptent parmi les éléments les plus importants — sinon nettement plus importants — de nombreux appareils de mesure.

Ce qui va suivre sera donc un exposé du fonctionnement des différents types d'instruments « à aiguille », employés couramment dans les appareils de mesure proprement dits: ceux-ci feront, par la suite, l'objet de descriptions détaillées qui permettront aux lecteurs de construire eux-mêmes un certain nombre de ces appareils, dont l'emploi est le plus fréquent.

PRINCIPES de FONCTIONNEMENT des INSTRUMENTS de MESURE

On utilise ces instruments pour mesurer des quantités électriques: certains mesurent la tension, d'autres l'intensité, d'autre encore la résistance et d'autres enfin, peuvent effectuer toutes ces mesures. D'autres instruments mesurent la puissance, la capacité, l'inductance et autres entités électriques.

Quelle que soit la quantité électrique que l'instrument doit mesurer, *son principe de fonctionnement est basé sur l'intensité du courant qui le traverse* (sauf quelques rares exceptions).

Instruments pour la mesure des intensités

Etant donné que les instruments de mesure ne peuvent indiquer une lecture que s'ils sont traversés par un courant, il pourrait sembler de prime abord, qu'ils ne soient utiles qu'à la mesure des intensités. Mais ceci est inexact, car le circuit d'un instrument peut être prévu et étalonné, pour mesurer presque toutes les unités électriques fondamentales.

Par exemple, un instrument peut être employé pour mesurer des tensions si même la déviation de son aiguille est uniquement provoquée par l'intensité du courant qui le traverse et ceci est rendu possible par le fait que, ainsi que nous le savons, l'intensité varie en fonction de la tension appliquée aux bornes du circuit (loi d'Ohm); le cadran de cet instrument pourra donc être étalonné en volts au lieu de l'être en ampères.

D'autre part, puisque la valeur de la résistance d'un circuit influe directement sur l'intensité du courant qui le traverse, on pourra donc — si on le désire — étalonner le cadran en unités de résistance au lieu d'intensité ou de tension.

Effets du passage d'un courant

Le passage d'un courant dans un conducteur donne naissance à deux phénomènes principaux, l'effet électromagnétique et l'effet thermique; tous deux sont mis à profit pour réaliser des instruments de mesure.

1) Nos lecteurs savent déjà que, lorsqu'un courant passe dans une bobine il se produit à l'intérieur et autour de la bobine, un *champ magnétique* directement ainsi, un électro-aimant); la force de ce champ magnéindiquer la valeur de l'intensité du courant circulant dans la bobine elle-même.

Trois types principaux d'instruments de mesure sont basés sur l'électromagnétisme: les instruments **à fer**

2) Quand un courant passe dans un conducteur, il proportionnel à l'intensité du courant (on réalise, se produit un autre phénomène, dont nous avons détique peut être employée de différentes façons pour **mobile**, les instruments **à cadre mobile** et les **dynamomètres.**

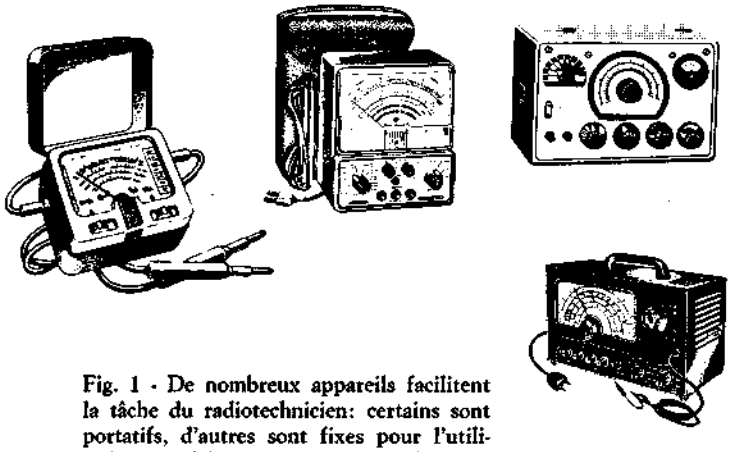


Fig. 1 - De nombreux appareils facilitent la tâche du radiotechnicien: certains sont portatifs, d'autres sont fixes pour l'utilisation au laboratoire ou à l'atelier. Le degré de précision de ces appareils varie selon qu'ils doivent être employés pour le projet ou pour le dépannage.

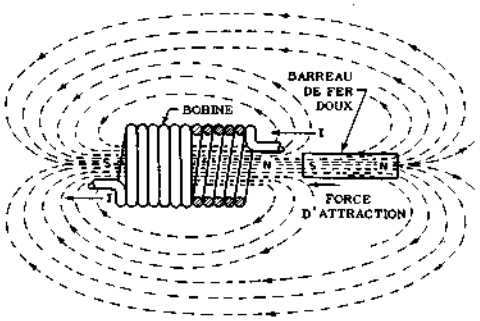


Fig. 2 - Si un barreau de fer doux est placé près d'un électro-aimant (bobine parcourue par un courant électrique), il s'aimante à son tour et est attiré (par l'attraction des pôles opposés) à l'intérieur de la bobine.

jà parlé: il provoque un échauffement dont l'importance est directement proportionnelle à l'intensité du courant lui-même; il s'ensuit que la quantité de chaleur ainsi dégagée peut servir à mesurer l'intensité du courant.

Les instruments basés sur ce principe sont appelés « instruments thermiques » et dont les deux principaux types sont: les **ampèremètres à fil chaud** et les instruments à **thermocouple.**

INSTRUMENTS de MESURE ELECTROMAGNETIQUES

Instruments à fer mobile

Nous savons que si un barreau de fer doux est placé à proximité d'un électro-aimant, il s'aimante lui-même (**figure 2**). Ses molécules s'alignent et les lignes de force s'orientent dans la même direction que celles issues de l'électro-aimant.

Etant donné que les lignes de force se comportent, en un certain sens, comme si elles étaient formées de fils élastiques fortement tendus, elles tendent à se raccourcir et, de ce fait, le barreau de fer doux est attiré vers l'électro-aimant et — dans le cas où la bobine est fixe et le barreau mobile — celui-ci est attiré à l'intérieur de la bobine.

Si le courant traversant la bobine change de sens, les molécules du fer changent également d'aimantation; les lignes de force du barreau s'alignent à nouveau sur celles issues de la bobine et l'on constate encore la même force d'attraction.

On déduit de ce qui précède que le barreau de fer est attiré par la bobine aussi bien lorsqu'elle est parcourue par du courant continu que par un courant qui change de sens, même avec une fréquence assez élevée; ce dernier type de courant, que nous apprendrons bientôt à connaître, s'appelle *courant alternatif*. Le fer doux est employé uniquement en raison du fait que son aimantation cesse dès que le courant ne passe plus dans l'électro-aimant.

Il existe deux types d'instruments à fer mobile: le type à piston et le type à répulsion avec palette mobile.

Type à piston

Le barreau mobile en fer doux, auquel est fixée une aiguille, est placé de telle sorte qu'il se trouve partiellement engagé dans une bobine fixe (**figure 3**); l'ensemble formé par le barreau et l'aiguille est rendu solidaire d'un axe *A*.

Comme nous l'avons dit plus haut, quand un courant passe dans la bobine, il produit un champ magnétique grâce auquel le barreau de fer doux s'aimante et subit une force d'attraction qui l'attire à l'intérieur de la bobine. Un tel mouvement provoque le déplacement de l'aiguille dont l'ampleur est directement proportionnelle à l'intensité du champ magnétique. La grandeur du champ magnétique est, à son tour, en relation avec l'intensité du courant traversant la bobine.

Le type à piston, on dit aussi à noyau plongeur, était un des instruments employés aux débuts de la radio pour mesurer les intensités; il est actuellement remplacé par d'autres systèmes donnant une plus grande précision.

Type à répulsion à palette mobile

Ce modèle, comme le précédent, est basé sur le phénomène d'aimantation d'un barreau de fer doux par un électro-aimant.

La différence, avec le type étudié ci-dessus, consiste dans le fait que l'on emploie deux barreaux au lieu d'un et qu'ils sont placés, tous les deux, à l'intérieur de la bobine. Quand celle-ci est parcourue par un courant, les deux barreaux sont aimantés avec la même polarité (**figure 4**) et, puisque deux pôles analogues se repoussent, ils tendent à s'écarter l'un de l'autre. Si le courant change de sens, la polarité magnétique des barreaux change également et la force provoquant leur répulsion continue à se manifester avec la même intensité.

Si l'un des deux barreaux est fixe, tandis que l'autre est mobile, on peut relier mécaniquement une aiguille à ce dernier de telle sorte que la force de répulsion, en le faisant mouvoir, donne directement la mesure de l'intensité du courant.

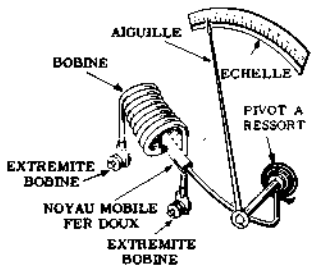


Fig. 3 - En faisant passer un courant dans la bobine, le noyau de fer doux est attiré et l'aiguille se déplace, sur l'échelle graduée d'une quantité proportionnelle à l'intensité du courant.

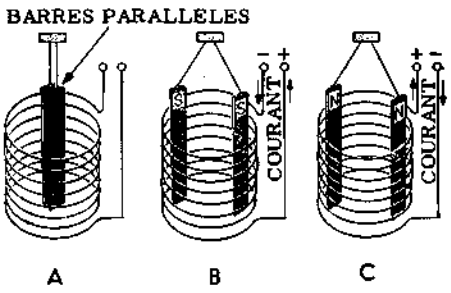


Fig. 4 - Les deux palettes de fer doux, placées à l'intérieur de la bobine (A), s'éloignent l'une de l'autre quand passe le courant (B), même si le sens de celui-ci s'inverse (C).

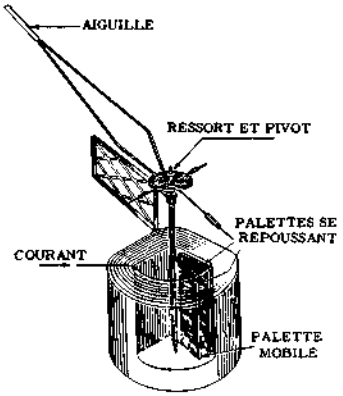


Fig. 5 - Dans ce modèle d'instrument, une palette est fixe; celle qui est mobile est pourvue d'une aiguille. Le modèle est dit à palettes radiales.

Il existe deux modèles d'instruments basés sur le principe de la répulsion: le type à palettes radiales et celui à palettes concentriques.

Dans le premier modèle, deux palettes rectangulaires sont placées à l'intérieur de la bobine (**figure 5**), l'une d'elles est fixe, tandis que l'autre, solidaire d'une aiguille, est mobile et peut tourner librement autour d'un axe. Quand un courant passe dans la bobine, les deux palettes s'aimantent et se repoussent mutuellement, de sorte que celle qui est mobile s'éloigne de celle qui est fixe, provoquant, ainsi, le déplacement de l'aiguille laquelle, à son tour, indique, sur une échelle graduée, l'intensité du courant passant dans la bobine.

Le deuxième type fonctionne sur le même principe et est appelé « concentrique » parce que les palettes semi-circulaires sont placées à l'intérieur l'une de l'autre (**figure 6**). L'une d'elles est également fixe, tandis que l'autre, portant une aiguille, peut tourner librement sur son axe.

Bien que ces deux instruments — dits à répulsion — soient aptes à mesurer aussi bien les courants continus que les courants alternatifs, ils sont principalement utilisés uniquement pour la mesure des courants alternatifs de basse fréquence (fréquence industrielle du réseau de distribution électrique égale, presque toujours, à 50 périodes par seconde).

Instruments à cadre mobile

La plupart des instruments employés par les techniciens sont du type « à cadre (ou bobine) mobile ».

Ils sont constitués par un enroulement de fil très fin enroulé, dans certains cas, sur un petit cadre en aluminium, placé dans le champ magnétique produit par un aimant permanent (**figure 7**). La bobine est supportée par deux pivots fixés sur les côtés opposés du cadre, de telle sorte qu'elle puisse tourner librement, tandis que deux ressorts en spirale contrôlent l'angle de déviation de l'aiguille.

Quand la bobine du cadre est parcourue par un courant, elle donne naissance à un champ magnétique dont la polarité est telle qu'elle exerce une force de répulsion sur les pôles de l'aimant permanent voisin. La bobine tourne donc sur ses pivots et l'aiguille, qui lui est solidaire, dévie d'un angle proportionnel à l'intensité du courant.

La sensibilité de ce type d'instrument peut être rendue très grande, au point tel qu'un courant *d'une fraction de microampère* peut provoquer, déjà, un déplacement de l'aiguille sur l'échelle graduée.

Si la position de repos de l'aiguille, et le point correspondant au zéro, sont placés au centre de l'échelle, l'instrument peut être utilisé pour effectuer des mesures très précises de résistances et autres valeurs électriques, dans des appareils spéciaux appelés *ponts de mesure*.

L'instrument peut être également modifié pour faire diverses mesures en courant continu et, en le connectant à un dispositif appelé « redresseur », il peut être employé pour la mesure des courants alternatifs dont nous nous occuperons bientôt, ainsi que nous l'avons déjà annoncé.

Cet instrument à cadre mobile, grâce à sa sensibilité et à sa précision, et ses possibilités d'utilisation pour la mesure des tensions et des intensités des courants continus, des tensions et des intensités des courants alternatifs, ainsi que des résistances est toujours employé dans les réalisations des divers modèles de **multimètres** (« tester »), qui ne sont d'ailleurs que la combinaison, dans un même boîtier, de mesureurs de tensions, d'intensités et de résistances.

Enfin, les instruments à cadre mobile sont également utilisés dans les voltmètres électroniques, également appelés voltmètres à lampe, et l'on peut affirmer, sans aucun doute, que ceux-ci sont les instruments les plus importants de la technique radioélectrique et des activités connexes.

Le dynamomètre

Le dynamomètre ou *wattmètre* est construit sur le principe de la répulsion magnétique se produisant entre deux ou plusieurs champs magnétiques (**figure 8**).

Lorsqu'ils ne comportent que deux bobines, l'une

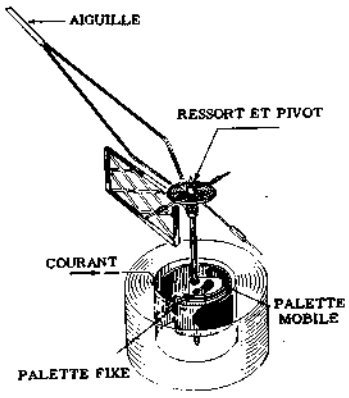


Fig. 6 - Ici, on a des palettes concentriques. L'une d'entre elles est fixe; l'autre portant l'aiguille est mobile.

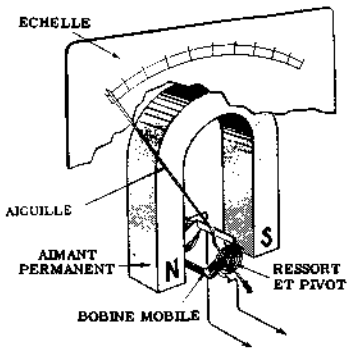


Fig. 7 - Instrument à « bobine mobile » ou « cadre mobile ». C'est le type le plus utilisé dans la technique radio.

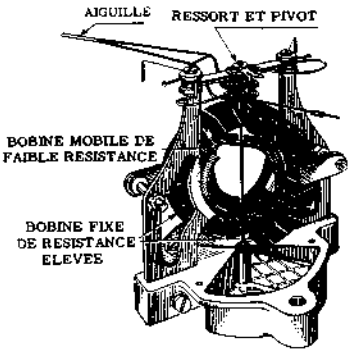


Fig. 8 - Dynamomètre; il est constitué par deux bobines, l'une fixe et l'autre mobile. Il est appelé aussi wattmètre et est basé sur le principe de la répulsion magnétique se produisant entre deux champs magnétiques.

d'entre elles est fixe, tandis que l'autre, solidaire d'une aiguille, peut tourner librement sur ses pivots. Le courant passe dans les deux bobines en produisant deux champs magnétiques et la bobine mobile se trouve alors repoussée par les pôles de même signe de la bobine fixe: elle tourne sur son axe, entraînant l'aiguille indicatrice qui se déplace le long d'une échelle étalonnée.

Cet instrument peut mesurer les tensions, les intensités et les puissances aussi bien en courant alternatif qu'en courant continu et ils sont communément employés comme wattmètres (mesure des puissances en watts).

Pour ce dernier usage, le dynamomètre comporte deux bobines fixes composées d'un grand nombre de spires de fil très fin, ayant une grande résistance, reliées en parallèle sur la source de tension alimentant le circuit à mesurer; une troisième bobine, celle-là mobile et de faible résistance, est branchée en série avec cette tension, de sorte qu'elle est parcourue par le courant passant dans le circuit.

La bobine mobile tourne sur son axe et l'aiguille qui lui est solidaire dévie proportionnellement à l'intensité résultant de la combinaison des deux champs magnétiques. De ce fait, le déplacement angulaire est proportionnel tant à la tension qu'à l'intensité du courant passant dans le circuit et, puisque la puissance dissipée est fonction de ces deux valeurs, l'échelle de l'instrument peut être graduée directement en watts, c'est-à-dire en unités de puissance.

INSTRUMENTS de MESURE THERMIQUES

Ampèremètres à fil chaud

La chaleur produite par le passage du courant dans un conducteur provoque sa dilatation; dans un ampèremètre thermique, la dilatation (ou élongation) de ce conducteur détermine le déplacement d'une aiguille (par un dispositif mécanique adéquat) le long d'une échelle graduée, indiquant, ainsi, la valeur de l'intensité passant dans le fil.

L'instrument est branché en série avec la charge par ses bornes *A* et *B* (voir **figure 9**) auxquelles est relié le fil chauffant n° 1.

Le fil n° 2 est fixé au milieu du premier et sa tension mécanique est contrôlée par un ressort placé à son autre extrémité. Ce fil n° 2 passe sur une petite poulie fixée à une aiguille indicatrice.

Quand le courant passe dans le fil n° 1, celui-ci s'échauffe proportionnellement à l'intensité du courant: plus l'intensité est élevée, plus important est l'échauffement et, en conséquence, l'élongation du fil. Dès que le fil n° 1 se dilate, il est tiré par le ressort fixé au fil n° 2, celui-ci se déplace et, par frottement sur la poulie, fait dévier l'aiguille.

Le zéro de l'aiguille est réglé, en l'absence de courant, au moyen de la vis de réglage de la tension mécanique du fil n° 1.

Instrument à thermo-couple

Lorsqu'un conducteur est traversé par un courant il se produit une certaine quantité de chaleur laquelle, pour un conducteur donné, ne dépend que de l'intensité du courant et est indépendante du type de courant, continu ou alternatif, et — dans ce dernier cas — de la fréquence (haute ou basse). On en déduit que l'effet thermique peut être utilisé pour mesurer tous les courants, quelle que soit leur forme ou leur fréquence.

Les instruments à thermo-couples servent, normalement, aux mesures des courants à Haute Fréquence, particulièrement dans les émetteurs où ils contrôlent le courant d'antenne et la puissance émise.

Les thermo-couples généralement utilisés dans la construction de ces instruments sont constitués par du constantan et du platine, ou un de ses alliages.

L'instrument de mesure à thermo-couple est placé en série dans le circuit à contrôler de telle sorte que le courant passe dans le fil *A* (voir **figure 10**) lequel est en contact thermique avec le point de soudure des deux éléments du *thermo-couple* proprement dit.

Celui-ci, nous l'avons déjà vu, est formé de deux métaux différents et possède la propriété de donner nais-

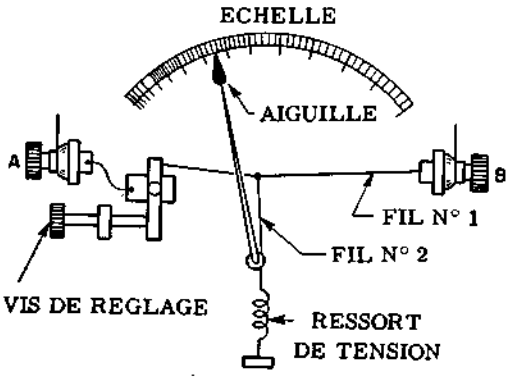


Fig. 9 - Instrument de mesure par effet thermique, appelé également « à fil chaud ». Le fil n° 1 se dilate, il est tiré par le fil n° 2, sous l'action du ressort et ce fil fait tourner l'aiguille proportionnellement à la dilatation; c'est-à-dire à l'intensité du courant passant entre A et B.

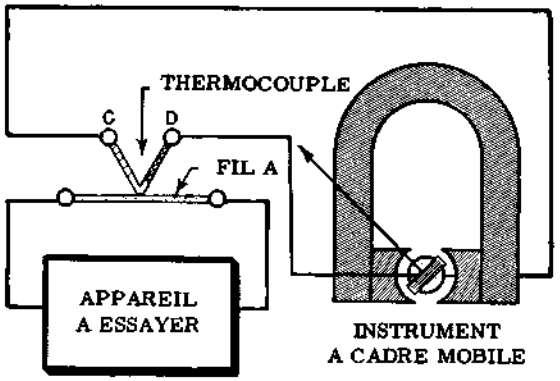


Fig. 10 - Instrument de mesure à « thermocouple ». Le courant à mesurer passe dans le fil A, le chauffe et chauffe également le couple bi-métallique. Aux bornes de ce dernier (entre C et D), prend naissance une tension continue qui est lue sur l'instrument à cadre mobile.

sance à une force électromotrice quand on chauffe le point de soudure des deux éléments (voir leçon 14, page 110).

Le courant échauffe le fil *A* et la chaleur ainsi produite est transmise au thermo-couple qui, à son tour, donne naissance, aux bornes *C* et *D*, à une faible tension continue proportionnelle à la quantité de chaleur dissipée dans le fil *A*.

Dans les limites des caractéristiques du thermo-couple, plus forte est l'intensité du courant passant dans le circuit, plus grande sera la tension produite.

Dans le but de rendre l'appareil autant que possible insensible aux variations de la température ambiante — et d'obtenir, ainsi, des mesures exactes — les extrémités libres du thermo-couple sont fixées au centre de deux plaquettes de cuivre; les extrémités de ces deux plaquettes sont très près de l'élément chauffant, mais elles en sont isolées électriquement au moyen de une mince feuille de mica. L'ensemble est donc à la même température (la température ambiante) et, quelle que soit celle-ci, aucune différence de potentiel n'apparait entre les bornes *C* et *D*.

Dès que le courant passe dans le fil *A*, la température en son centre augmente rapidement ce qui a pour effet de chauffer le point de soudure des deux éléments du thermo-couple, tandis que les extrémités restent froides; le thermo-couple devient alors la source d'une force électro-motrice que l'on mesure à l'aide de l'instrument à bobine mobile connecté à ses bornes. Un tel appareil est dit « à compensation thermique ».

Il convient de rappeler que le courant servant à chauffer le fil *A* peut être continu ou alternatif (puisque l'effet thermique est fonction de l'intensité et non de la nature du courant), et que, quel que soit ce courant, le thermo-couple fournit toujours une tension continue à ses bornes *C* et *D*.

L'instrument de mesure à thermo-couple combine donc les deux effets analysés au début de ce chapitre: l'effet thermique (thermo-couple) et l'effet électro-magnétique (instrument de mesure à cadre mobile). C'est un instrument universel, en ce sens que l'étalonnage (qui peut se faire facilement en courant continu) reste exact pour des courants ayant des fréquences très élevées (Haute Fréquence).

CONSIDERATIONS GENERALES

Bien que, d'une manière générale, tous les instruments décrits ci-dessus puissent être utilisés pour des mesures en courant continu ou en courant alternatif — en modifiant leurs circuits et en étalonnant convenablement leurs échelles de lecteurs — certains ont des applications bien précises.

Le type à répulsion ou « à palette mobile » est généralement employé pour la mesure des courants alternatifs industriels (réseau de distribution électrique), tandis que le type à thermo-couple est pratiquement réservé aux mesures en Haute Fréquence. Les instruments à bobine mobile, par contre, peuvent être utilisés pour tous les types de mesures.

La description détaillée qui sera faite ci-dessous, de chacun d'entre eux, fera apparaître leurs avantages et leurs inconvénients.

Voici quelques généralités concernant les caractéristiques des instruments de mesure:

1) *Précision.* Certains instruments sont, par leur même nature, plus précis que d'autres.

2) *Influence sur les conditions de fonctionnement du circuit.* Certains instruments de mesure, lorsqu'on les branche à un circuit pour faire une mesure, en perturbent le fonctionnement; les variations provoquées par l'instrument font que les mesures, elles-mêmes, ne sont pas rigoureusement exactes. D'autres instruments, par contre, n'ont aucun effet appréciable sur le fonctionnement du circuit et, de ce fait, ils permettent de faire des mesures plus précises.

3) *Divers types d'échelles.* Dans certains instruments les échelles de lecture sont linéaires, (ce qui signifie que les graduations sont à intervalles réguliers), tandis que d'autres ont une échelle non linéaire.

En se basant sur ces diverses particularités, le technicien peut choisir le type d'instrument le mieux adapté aux mesures à faire; en cas de besoin, il pourra également modifier celui dont il dispose pour l'utiliser dans les meilleures conditions.

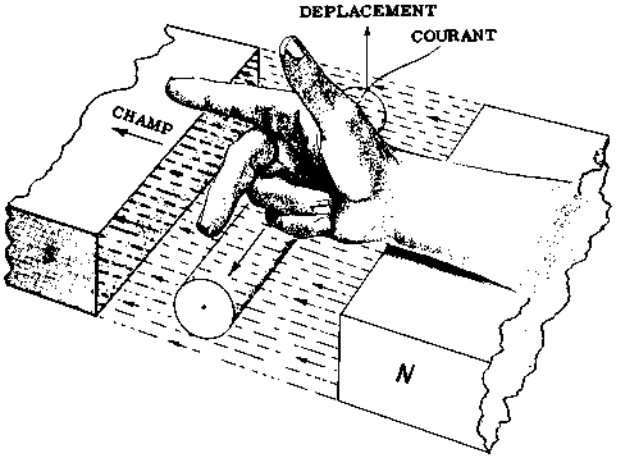


Fig. 11 - Pour déterminer la direction du mouvement d'un conducteur parcouru par un courant et immergé dans un champ magnétique, il est très utile de recourir à la règle de la « main droite ».

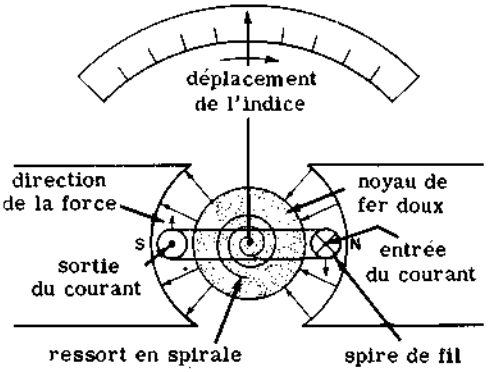


Fig. 12 - Définition du sens de déplacement de l'indice d'un instrument à bobine mobile, en fonction de la direction d'entrée du courant dans la spire conductrice.

INSTRUMENTS de MESURE pour COURANT CONTINU

Un conducteur parcouru par un courant et immergé dans un champ magnétique se déplace selon une direction déterminée (**figure 11**) Un indice peut fournir une indication du déplacement (**figure 12**). Exploitant ce phénomène, on aboutit à l'instrument classique à cadre mobile (**figure 13**).

L'instrument employé le plus couramment en radio est du type à cadre mobile, préféré à tous les autres pour sa précision, pour sa stabilité et pour la linéarité de ses échelles. En 1882, A. d'Arsonval, adoptant le principe de la bobine mobile, développa un modèle de galvanomètre pouvant mesurer des courant très faibles. Six ans après, E. Weston lui apporta de nombreux perfectionnements ayant pour but de le rendre d'un emploi plus pratique; toutefois, le principe de base reste celui de d'Arsonval.

Construction

L'instrument à cadre mobile comporte un aimant permanent en fer à cheval, avec des expansions polaires en fer doux fixées à ses extrémités (**figure 14**).

L'aimant permanent produit, entre les expansions polaires, un champ magnétique non uniforme ne pouvant convenir au bon fonctionnement de l'instrument. Pour y remédier, on place entre les pôles une pièce cylindrique en fer doux dont le rôle est de rendre uniforme le champ dans l'espace compris entre les deux expansions et de contribuer à conserver l'aimantation de l'aimant en concentrant l'énergie magnétique.

La bobine mobile est constituée par quelques tours de fil très fin enroulés sur un cadre rectangulaire en aluminium (**figure 15**). Cette bobine, qui doit être très légère et extrêmement mobile ne peut comporter qu'un petit nombre de tours de fil de très petit diamètre permettant seulement le passage de courants de très faible intensité (variable, d'ailleurs, suivant le modèle). Toutefois, étant donné la grande sensibilité de l'instrument, cette faible intensité suffit à faire déplacer l'aiguille sur tuote la longueur de l'échelle graduée.

Le cadre mobile est placé dans l'entrefer présent entre les pôles de l'aimant permanent et le noyau cylindrique en fer doux.

Aux points du cadre où sont fixés les ressorts spiraux sont prévus deux pivots en acier trempé qui se logent dans des crapaudines de saphir de telle sorte que le cadre puisse tourner avec un minimum de frottement (**figure 16**).

L'aiguille est fixée mécaniquement à la bobine mobile et suit ses déplacements; pour contrebalancer le poids de l'aiguille sur les pivots, on utilise deux petits contrepoids.

Les extrémités de la bobine sont reliées chacune à un ressort spiral placé de chaque côté du cadre. Ces ressorts servent de liaison avec le circuit extérieur d'où provient le courant devant être envoyé dans la bobine.

Une vis, placée sur la partie supérieure de l'équipage mobile, permet de régler la position de repos de l'aiguille qui doit correspondre au point zéro de l'échelle graduée (en l'absence de courant) (**figure 17**).

Fonctionnement

L'instrument de mesure à bobine mobile nécessite pour son fonctionnement trois éléments fondamentaux:

Elément moteur - Ainsi que nous le savons, l'aiguille doit indiquer la valeur du courant traversant l'instrument. Ceci s'obtient grâce à l'élément moteur constitué par la bobine mobile et l'aimant permanent.

Quand un courant continu passe dans la bobine, dans le sens indiqué, il produit un champ magnétique et la bobine est repoussée par l'aimant permanent. Ainsi, l'aiguille, qui suit le mouvement de la bobine, donne une indication (sur l'échelle graduée) qui est fonction de la quantité de courant passant dans l'enroulement. Plus grande est l'intensité du courant, plus fort est le champ magnétique et, en conséquence, plus importante sera la répulsion et la déviation de l'ensemble formé par la bobine et l'aiguille.

Si le courant traverse la bobine dans le sens opposé à celui qui est normalement prévu, il produit un champ magnétique opposé au précédent et la bobine tourne dans l'autre sens. En conséquence, l'aiguille dévie en

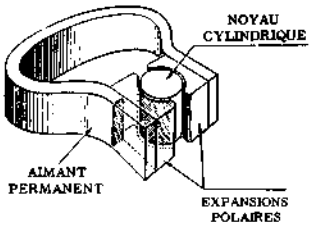


Fig. 13 - L'instrument classique à cadre mobile comporte un aimant permanent en fer à cheval avec des expansions polaires en fer doux: entre celles-ci est placé un noyau qui concentre et uniformise le flux.

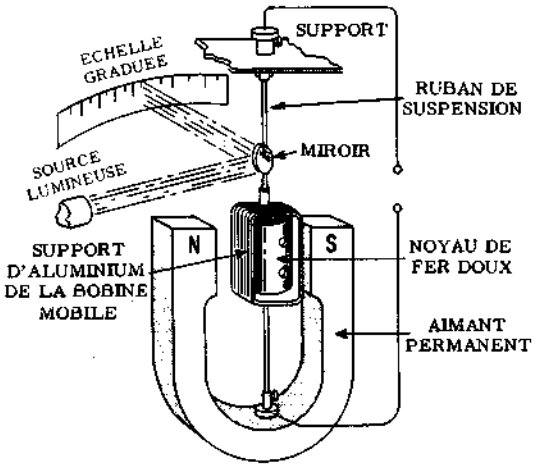


Fig. 14 - Aspect de la structure du galvanomètre typique de d'Arsonval. Le ruban métallique de suspension de la bobine mobile est en bronze phosphoreux.

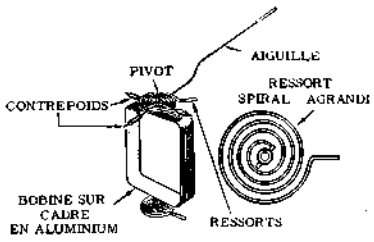


Fig. 15 - La bobine mobile comprend un certain nombre de spires de fil enroulées sur un cadre en aluminium qui peut tourner sur deux pivots. Deux ressorts spiraux freinent le mouvement et provoquent le retour de l'aiguille à sa position de repos quand le courant est interrompu.

sens contraire et vient heurter la butée d'arrêt placée à gauche du cadran au lieu de dévier vers l'échelle graduée.

Il est donc évident que le courant à mesurer doit être appliqué à l'instrument avec une polarité correcte, de telle sorte que la bobine fasse tourner l'aiguille vers la droite, jusque vers l'extrémité de l'échelle qu'elle ne peut dépasser en raison de la présence d'une deuxième butée.

Elément de contrôle - L'aiguille doit indiquer avec précision l'intensité du courant traversant la bobine et revenir au zéro dès que le courant cesse de passer.

Ce sont les deux ressorts spiraux fixés au cadre mobile qui accomplissent ces fonctions:

a) ils règlent l'importance de la déviation de la bobine. Pour cette raison ils doivent être construits avec précision afin que l'instrument permette d'effectuer des mesures correctes et stables.
b) ils doivent ramener l'aiguille à sa position de zéro sans retard, dès que le courant ne passe plus.
c) ils servent à l'arrivée et au départ du courant dans la bobine.
d) ils agissent en sens inverse l'un de l'autre, pour compenser les variations de température.

Quand le courant passe et que la bobine tourne, l'un des ressorts s'enroule, tandis que l'autre se déroule.

Dès que l'instrument est débranché du circuit extérieur, ou que le courant est coupé, les deux ressorts retournent à leur position de repos, ramenant à nouveau l'aiguille à la position zéro. Pour obtenir ce résultat, il ne serait pas nécessaire que les deux spiraux soient enroulés en sens opposé, mais, comme nous l'avons mentionné plus haut, en les montant ainsi, on obtient une compensation des effets provoqués par une variation de la température.

En effet, lorsque la température varie, les ressorts spiraux s'allongent ou se raccourcissent; s'ils sont enroulés en sens contraire, l'un tendra à faire tourner la bobine dans un sens, tandis que l'autre tendra à la faire tourner en sens inverse. Leurs actions s'opposeront et l'aiguille restera dans la position zéro: l'effet thermique sera neutralisé.

Ce système supprime l'obligation de refaire le réglage du zéro à chaque variation de la température ambiante.

Les ressorts spiraux sont généralement construits en bronze phosphoreux antimagnétique et présentent une faible résistance au passage du courant. C'est parce qu'ils sont en métal bon conducteur qu'ils peuvent être utilisés pour relier la bobine mobile au circuit extérieur.

Les instruments à cadre mobile comportent, enfin, une vis de réglage de la position zéro qui agit mécaniquement sur la tension d'un des deux ressorts (figure 17) et permet de faire varier légèrement la position de repos de la bobine, donc de l'aiguille. Si celle-ci n'est pas sur la graduation zéro, en l'absence de courant, on doit agir sur la vis de réglage pour l'y ramener, avant d'entreprendre une mesure.

Système d'amortissement - L'aiguille doit dévier franchement et s'arrêter sur le point de lecture sans osciller de part et d'autre. Ceci est obtenu par un système d'amortissement, différent suivant les types d'instruments.

a) *Amortissement.* L'amortissement a pour but de permettre des lectures rapides et correctes, sans que l'aiguille oscille de part et d'autre du point de lecture, pendant un certain temps, avant de s'immobiliser.

La fonction de l'amortissement est analogue à celle que produirait un frein sur les oscillations de l'aiguille. Dans un instrument à cadre mobile, cet effet est obtenu normalement par l'action produite par le cadre en aluminium sur lequel est enroulé le fil formant la bobine mobile.

Dès que la bobine tourne, sous l'effet du passage du courant, le cadre sur lequel elle est enroulée se comporte également comme une bobine formée par une seule spire fermée; cette spire coupe les lignes de force magnétique de l'aimant permanent et une tension induite prend naissance dans cette spire. De ce fait, le cadre est parcouru par des courants parasites lesquels, à leur tour, créent un champ magnétique opposé à celui de l'aimant permanent. L'effet de freinage qui en résulte ralentit le mouvement de la bobine.

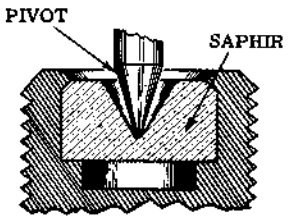


Fig. 16 - Les pivots en acier trempé, reposent sur de petits saphirs pour permettre à la bobine de tourner avec le minimum de frottements.

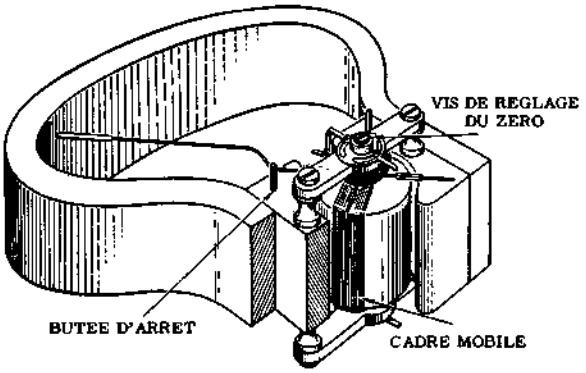


Fig. 17 - Les divers éléments sont ici représentés assemblés; ils forment l'instrument complet. Une vis de réglage de l'aiguille permet de la déplacer légèrement pour la faire coïncider avec le zéro de la graduation; deux butées limitent la course de l'aiguille aux deux extrémités de l'échelle de lecture.

Dès que la bobine s'arrête, la tension induite dans le cadre disparaît, ainsi que les courants parasites; le même phénomène se reproduit, dans le cadre, lorsque la bobine retourne à sa position de repos.

Résumons-nous, les courants parasites induits dans le cadre créent un champ magnétique qui s'oppose à celui de l'aimant permanent et freine l'action des ressorts spiraux, tendant à faire mouvoir l'aiguille — pendant la rotation de l'équipage mobile — dans le sens inverse à celui provoqué par le passage du courant.

b) *Amortissement d'un ampèremètre.* Lorsque l'instrument doit être utilisé comme ampèremètre, on place, en parallèle sur l'équipage mobile, une résistance de faible valeur appelée « **shunt** ».

Cette résistance étant mise en parallèle sur la bobine mobile, le courant passe dans les deux. Lorsque la bobine tourne, la f.e.m. opposée qui prend naissance, comme nous le savons déjà, s'oppose au courant extérieur et tend à le neutraliser jusqu'à ce que la bobine s'immobilise. Cette force induite diminue graduellement tandis que le courant qui parcourt la bobine augmente jusqu'à atteindre sa valeur normale, au point où la bobine s'immobilise. Le courant passant dans le « shunt » varie instantanément pour compenser les variations du courant dans la bobine.

Quand l'instrument est débranché du circuit extérieur, la bobine revient vers la position de repos, coupant ainsi les lignes de force, ce qui produit une tension induite à ses bornes.

Le « shunt » étant connecté aux bornes de la bobine, un courant passera dans le circuit bobine-shunt, produisant, ainsi, un champ magnétique qui s'oppose à celui de l'aimant permanent, freinant également le mouvement de retour vers le zéro.

CARACTERISTIQUES d'un INSTRUMENT

Résistance interne

La bobine mobile de chaque instrument de mesure a une certaine valeur de résistance ohmique au courant continu qui dépend du nombre des spires, du diamètre du fil employé pour l'enroulement et des dimensions du cadre lui-même.

Plus grand sera le nombre des spires formant la bobine mobile, plus faible sera l'intensité du courant nécessaire pour créer un champ magnétique suffisamment intense pour produire la déviation totale de l'aiguille.

Sensibilité de l'équipage mobile

La sensibilité de l'instrument peut être indiquée de deux façons: 1) *suivant l'intensité du courant* nécessaire pour obtenir la déviation totale, 2) en *ohms par volts.*

L'intensité du courant nécessaire pour une déviation totale dépend du nombre de spires de la bobine, car, ainsi que nous l'avons indiqué, l'intensité du champ magnétique produit est fonction de leur nombre et, en conséquence, l'intensité du courant passant dans la bobine sera plus faible, pour une même déviation de l'aiguille.

La sensibilité d'un instrument à cadre mobile peut varier depuis 0,5 µA (microampère) jusqu'à 50 mA (milliampère) et, cela est évident, la sensibilité de l'instrument sera d'autant meilleure que l'intensité du courant nécessaire à la déviation totale est plus faible.

La sensibilité en *ohms par volts* se détermine par la valeur de la résistance devant être placée en série avec la bobine mobile de l'instrument pour obtenir la déviation totale quand on applique une tension de 1 volt aux bornes du circuit série formé par la résistance plus la bobine mobile.

La sensibilité de l'instrument, évaluée en ohms par volts, sera d'autant plus grande que la résistance placée en série sera de plus forte valeur.

La *résistance interne* (résistance propre de l'équipage mobile), qui peut être comprise entre une fraction d'ohm et quelques centaines d'ohms, est généralement suffisamment faible pour pouvoir être négligée en regard de la résistance extérieure. Toutefois, dans certains modèles de très grande sensibilité, dont la déviation totale est obtenue pour une intensité de quelques microampères, la résistance de la bobine mobile peut atteindre quelques milliers d'ohms et ne peut plus être négligée.

La sensibilité et la résistance interne sont des caractéristiques propres de l'équipage mobile et ne peuvent

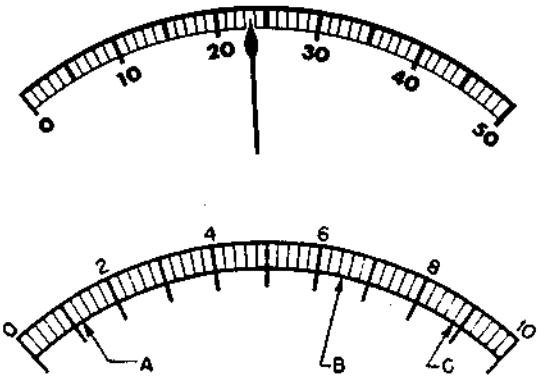


Fig. 18 - Presque tous les instruments à cadre mobile pour mesures en courant continu sont pourvus d'échelles linéaires. Cela signifie que la déviation est directement proportionnelle au courant qui passe dans la bobine.





Fig. 19 - La forme des instruments de mesure a subi des modifications évidentes. Du modèle ancien, de forme ronde, on est passé aux instruments modernes pourvus d'échelles de lecture de plus grande longueur. Des modèles à échelles verticales sont également employés dans certains cas.

être changées, à moins de modifier la construction de l'équipage lui-même.

Précision

Les instruments à cadre mobile utilisés dans les laboratoires sont d'une haute précision (de l'ordre de 0,1%); certains instruments d'une précision moindre ont une tolérance de l'ordre de 0,5%. La précision des instruments pour usages généraux est en général de 2%.

Un tel pourcentage de précision se rapporte aux valeurs des lectures faites en fin d'échelle: par exemple, si un instrument a une tolérance de 2% sur une échelle de 500 volts, la valeur réelle de la tension lue sera de 500 volts ± 10 volts. Si, mesurant sur la même échelle une tension moindre, l'erreur était encore de 10 volts, l'inexactitude de la lecture serait supérieure à 2%; fort heureusement, la valeur absolue de l'erreur diminue proportionnellement à la déviation de l'aiguille.

De nombreux instruments, d'ailleurs, ont une précision, tout au long de l'échelle, supérieure à celle indiquée.

Il est important de se rappeler que la précision dans les mesures de tension et d'intensité effectuées avec des instruments à cadre mobile sera plus grande quand ces mesures seront faites sur une sensibilité donnant une déviation importante de l'aiguille (presque à fond d'échelle), la lecture sera plus aisée et se fera sans ambiguïté. Ainsi, par exemple, on peut mesurer une tension de 100 volts sur la sensibilité 500 volts, mais la lecture sera plus facile et plus précise en utilisant l'échelle 150 volts.

Rappelons, enfin, que lorsqu'un instrument de mesure est branché sur un circuit, il lui apporte nécessairement une perturbation qui peut se traduire par une mesure inexacte, non pas à cause de l'inexactitude de l'instrument lui-même, mais par le fait que l'appareil de mesure consomme de l'énergie et modifie, de ce fait, les caractéristiques propres du circuit à étudier.

Echelles de lecture

La majeure partie des instruments à cadre mobile employés pour des mesures en courant continu sont pourvus d'échelles linéaires — c'est-à-dire comportant des graduations également espacées — semblables à celle de la **figure 18**. La déviation de l'aiguille est directement proportionnelle à l'intensité du courant passant dans la bobine mobile et quand l'intensité atteint la valeur maximum prévue, l'aiguille se trouve à l'extrémité de l'échelle.

Quand l'intensité mesurée est égale à la moitié de la précédente, l'aiguille s'immobilise au milieu de l'échelle, et ainsi de suite. Par exemple, le point *A* (figure 18) correspond à une lecture de 1,2; le point *B* à 6,5 et le point *C* à 8,8.

Nous parlerons plus tard des échelles non-linéaires.

Les instruments à cadre mobile vendus dans le commerce sont de dimensions et de caractéristiques variées: c'est ainsi qu'il existe des instruments de tableau ayant des dimensions importantes et devant fonctionner en position verticale, d'autres prévus pour fonctionner en position horizontale et d'autres, encore, dont l'aiguille est équilibrée de façon telle que la position de fonctionnement n'a aucun effet appréciable sur la précision des mesures.

Les modèles employés il y a encore quelques années étaient de forme ronde avec une aiguille pourvue d'une pointe en forme de flèche et leur aimant permanent était en forme d'anneau de grandes dimensions. De nos jours, par contre, en raison de progrès réalisés dans le domaine de l'esthétique et dans celui des aimants permanents, ces instruments sont généralement de forme rectangulaire et comportent des échelles de lecture très développées.

Les aimants permanents, sont de petites dimensions et sont construits en alliages spéciaux à haut rendement, permettant, sous des dimensions réduites d'obtenir des puissances qui ne pouvaient être, auparavant, obtenues qu'avec des aimants volumineux et lourds.

Dans une prochaine leçon, nous verrons comment les instruments à bobine mobile peuvent être adaptés, moyennant l'adjonction de certains éléments déterminés, à presque toutes les mesures que le technicien peut être amené à effectuer dans ses travaux de laboratoire.

Leçon n° 18

SYMBOLES - ABREVIATIONS

E_T = Tension totale

G_T = Conductance totale

I_T = Courant total

P_T = Puissance totale

Re = Résistance équivalente

R_T = Résistance totale

FORMULES

Entre deux résistances en parallèle

$$R_T = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

$$R_T = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

Dans un circuit en parallèle

$$I_T = I_1 + I_2 + I_3 + \ldots$$

$$E_T = E_1 = E_2 = E_3 = \ldots$$

$$\frac{1}{R_T} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \ldots$$

$$P_T = P_1 + P_2 + P_3 + \ldots$$

$$G_T = G_1 + G_2 + G_3 + \ldots$$

Dans un circuit en série

$$I_T = I_1 = I_2 = I_3 = \ldots$$

$$E_T = E_1 + E_2 + E_3 + \ldots$$

$$R_T = R_1 + R_2 + R_3 + \ldots$$

$$P_T = P_1 + P_2 + P_3 + \ldots.$$

$$G_T = \frac{1}{\frac{1}{G_1} + \frac{1}{G_2} + \frac{1}{G_3} + \ldots}$$

SYMBOLES SCHEMATIQUES


= Interrupteur


= Thermocouple à élément chauffant isolé


= Thermocouple à élément chauffant en contact

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 16 et 17

N. 1 - Enoncer les quatre unités le plus souvent utilisées dans les études des circuits électriques.

N. 2 - Donner la formule permettant de calculer l'intensité en fonction de la tension et de la résistance.

N. 3 - Si l'on augmente de 100 à 150 ohms la résistance placée aux bornes d'un potentiel constant de 150 volts, quelle sera la variation subie par l'intensité du courant?

N. 4 - Enoncer les formules qui donnent:

a) la tension, connaissant l'intensité et la résistance.

b) la résistance, connaissant la tension et l'intensité.

N. 5 - Exprimer la puissance en fonction du travail et du temps.

N. 6 - Exprimer la puissance en fonction de:

a) Tension et intensité.

b) Tension et résistance.

c) Intensité et résistance.

N. 7 - Quelle est la puissance dissipée dans une résistance de 20 ohms parcourue par une intensité de 2 ampères?

N. 8 - Si l'on diminue de 400 à 200 ohms la valeur d'une résistance branchée aux bornes d'une source de tension constante égale à 100 volts, quelle sera la variation subie par la puissance dissipée par cette résistance?

N. 9 - Trois résistances reliées en série, peuvent-elles être parcourues par des intensités différentes?

N. 10 - Deux résistances reliées en parallèle entre elles peuvent-elles avoir, à leurs bornes, des tensions différentes?

N. 11 - Exprimer l'énergie en fonction de:

a) Tension, intensité et temps.

b) Tension, résistance et temps.

c) Intensité, résistance et temps.

d) Coulomb et tension.

N. 12 - Un appareil électrique de 1 200 watts fonctionne sous une tension de 120 volts. Quelle est l'intensité absorbée?

N. 13 - Quelle quantité d'énergie, en watts-heures, sera fournie par un accumulateur de 6 volts débitant une intensité de 5 ampères pendant 8 heures?

N. 14 - Quelle est la tension aux bornes d'une résistance de 50 ohms si la puissance dissipée est de 250 watts?

N. 15 - Si une résistance de 100 ohms dissipe 25 watts, quelle est l'intensité du courant la parcourant?

N. 16 - Si l'on augmente la tension aux bornes du filament d'une lampe d'éclairage, l'intensité augmente-t-elle proportionnellement suivant la loi d'Ohm?

N. 17 - Quelle est la condition nécessaire pour qu'un certain nombre de lampes puissent être reliées en série?

N. 18 - Quelle est la condition nécessaire pour qu'un certain nombre de lampes puissent être branchées en parallèle?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 115

N. 1 —

Le magnétisme, c'est-à-dire son pouvoir d'attirer certaines substances comme le fer, l'acier, le nickel, etc...

N. 2 —

L'attraction est maximum aux extrémités et nulle au centre.

N. 3 —

En des lignes imaginaires formant un circuit fermé entre les pôles, le long desquelles se manifeste la force magnétique.

N. 4 —

Du pôle Nord.

N. 5 —

Un circuit fermé le long duquel existent des lignes de force créées par un aimant.

N. 6 —

Un aimant est constitué par de la magnétite ou par un barreau d'acier ou d'alliages spéciaux possédant une aimantation propre. Un électro-aimant est formé par un barreau de fer doux qui s'aimante sous l'action d'un courant passant dans un enroulement placé sur lui.

N. 7 —

Par contact avec un autre aimant ou en le plaçant dans un champ magnétique.

N. 8 —

Le magnétisme subsistant dans un électro-aimant quand le courant qui l'a produit est interrompu.

N. 9 —

Ils sont orientés au hasard. Ils s'orientent tous dans le même sens sous l'effet de l'aimantation.

N. 10 —

Ce sont des groupements de milliards d'atomes dont les pôles sont tous orientés dans la même direction.

N. 11 —

$$B = \frac{I}{A}$$

N. 12 —

Dans le sens de rotation des aiguilles d'une montre.

N. 13 —

En augmentant le nombre des spires, ou l'intensité du courant ou, encore, la perméabilité du noyau.

N. 14 —

En l'entourant d'un matériau magnétique.

N. 15 —

Magnéto-mécanique, électrostatique, thermo-électrique, photo-électrique et chimique.

N. 16 —

Une ligne de force.

N. 17 —

Le stator, le rotor, les enroulements et les balais.

N. 18 —

Quatre axes de tailles: *X*, *Y*, *Z* et *AT*.

N. 19 —

La taille le long de l'axe *AT* parce que le coefficient est alors presque nul.

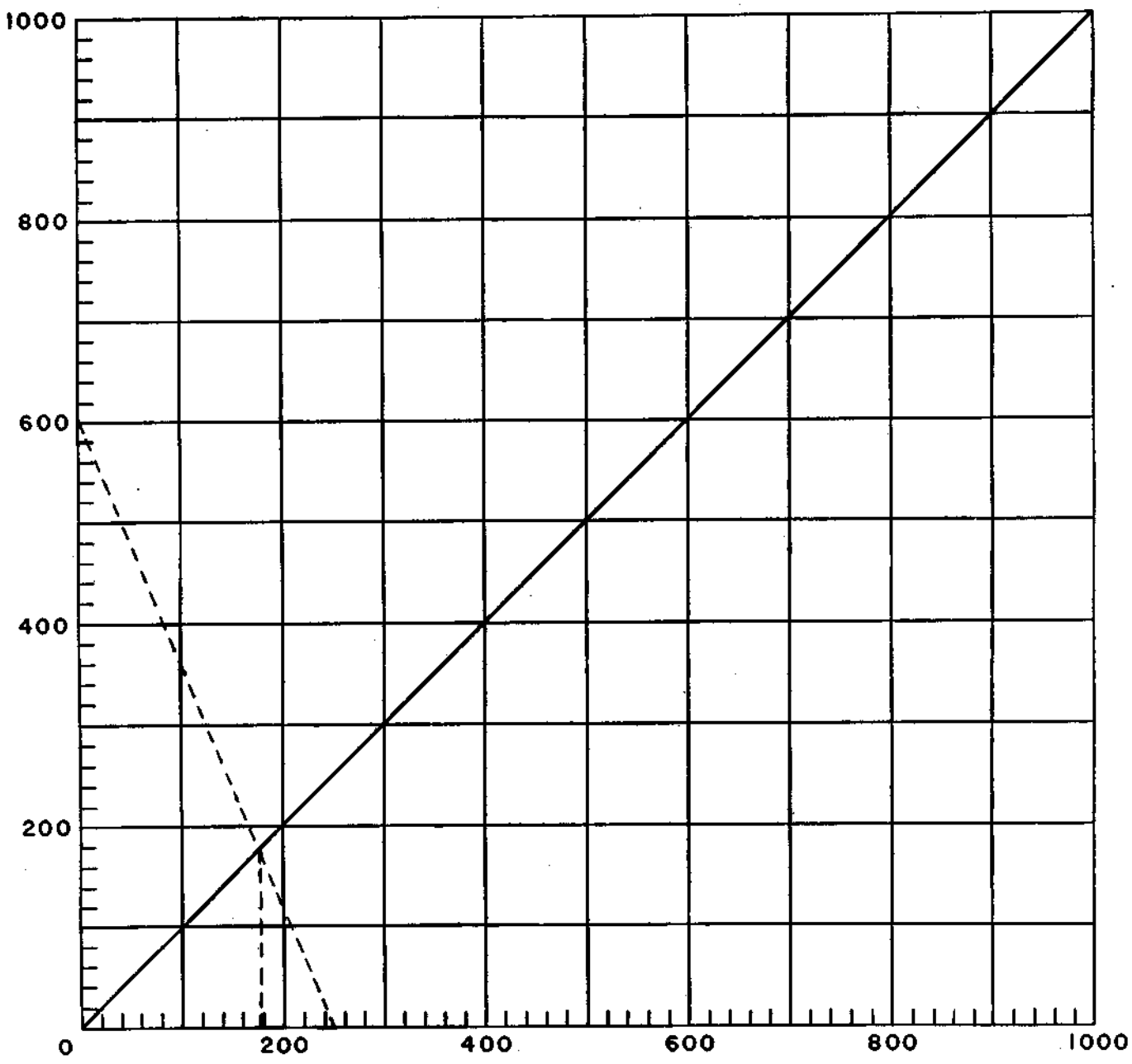
N. 20 —

Deux: à émission et à absorption.

TABLEAU 37 - CALCUL RAPIDE de la VALEUR de DEUX RESISTANCES en PARALLELE.

Rapport $R_2 : R_1$	Multiplier R_1 par	Rapport $R_2 : R_1$	Multiplier R_1 par
1,00	0,500	4,10	0,805
1,05	0,512	4,20	0,808
1,10	0,524	4,30	0,811
1,15	0,535	4,40	0,815
1,20	0,545	4,50	0,819
1,25	0,556	4,60	0,821
1,30	0,565	4,70	0,825
1,35	0,575	4,80	0,828
1,40	0,583	4,90	0,830
1,45	0,592	5,00	0,833
1,50	0,600	5,25	0,840
1,55	0,608	5,50	0,846
1,60	0,615	5,75	0,852
1,65	0,623	6,00	0,857
1,70	0,630	6,25	0,862
1,75	0,636	6,50	0,867
1,80	0,643	6,75	0,871
1,85	0,650	7,00	0,875
1,90	0,655	7,25	0,880
1,95	0,662	7,50	0,882
2,00	0,667	7,75	0,885
2,05	0,670	8,00	0,888
2,10	0,677	8,25	0,893
2,15	0,682	8,50	0,895
2,20	0,687	8,75	0,898
2,25	0,692	9,00	0,900
2,30	0,697	9,25	0,903
2,35	0,701	9,50	0,905
2,40	0,706	9,75	0,908
2,45	0,710	10,00	0,909
2,50	0,714	10,50	0,913
2,55	0,719	11,00	0,917
2,60	0,722	11,50	0,920
2,65	0,725	12,00	0,923
2,70	0,730	12,50	0,926
2,75	0,732	13,00	0,929
2,80	0,737	13,50	0,932
2,85	0,740	14,00	0,933
2,90	0,743	14,50	0,935
2,95	0,748	15,00	0,937
3,00	0,750	16,00	0,941
3,10	0,755	17,00	0,945
3,20	0,762	18,00	0,948
3,30	0,767	19,00	0,950
3,40	0,772	20,00	0,952
3,50	0,778	21,00	0,955
3,60	0,782	22,00	0,957
3,70	0,786	23,00	0,959
3,80	0,791	24,00	0,960
3,90	0,796	25,00	0,961
4,00	0,800	30,00	0,967

TABLEAU 38 - GRAPHIQUE POUR LE CALCUL DE DEUX RESISTANCES EN PARALLELE



Au moyen du tableau 37, on peut connaître, avec une bonne précision, la valeur ohmique résultant de deux résistances connectées en parallèle. Connaissant les valeurs des deux résistances, on appelle *R1* la valeur la plus faible et *R2* la valeur la plus élevée. Le quotient de *R2* par *R1* donne un nombre qui, figurant dans la colonne (*R2* : *R1*) correspond à un autre nombre de la colonne « Multiplier *R1* par ». En effectuant le produit on obtient la valeur ohmique résultant de la mise en parallèle des deux résistances. Si le rapport *R2* : *R1* ne figure pas dans la colonne, on choisit la valeur la plus voisine.

Exemple: Deux résistances sont mises en parallèle. La plus faible *R1* est de 2 500 ohms et la plus grande, *R2*, est de 6 000 ohms. On a *R2* : *R1* = 6 000 : 2 500 = = 2,4 ce qui nous donne le coefficient 0,706 par lequel nous devons multiplier *R1*:

$$2\,500 \times 0{,}706 = 1\,765$$

qui est la valeur de la résistance constituée par la mise en parallèle des deux résistances *R1* et *R2*.

Le tableau 38 s'utilise de la manière suivante:

Connaissant les valeurs ohmiques de *R1* et de *R2*, on note les deux points correspondants sur les deux échelles, horizontale et verticale, numérotées de 0 a 1 000 (en ohms), mais qui peuvent être multipliées ou divisées, toutes les deux, par un multiple ou un sous-multiple de 10. Reprenons l'exemple précédent: marquons les points correspondant aux valeurs de *R1* (2 500) et de *R2* (6 000). Le premier, sur l'axe horizontal, sera marqué sur la division (250×10 = 2 500 unités), le point sera situé à deux divisions et demi à la droite de 200. Sur l'axe vertical sera noté le point 6 000 (600 × 10). Traçons, maintenant, une ligne droite joignant ces deux points, elle coupera la droite inclinée à 45° du graphique en un point; de ce point abaissons une perpendiculaire sur l'axe horizontal, le point d'intersection nous donne la valeur de la résistance résultante, soit environ 1 800, valeur assez proche de celle trouvée précédemment (1 765). Ce graphique est moins précis que le tableau 37 mais, tenant compte des tolérances de

fabrication des résistances, l'approximation est suffisante en pratique.

Ce graphique est réversible. En effet, connaissant la valeur à obtenir, on trace, à partir du point correspondant sur l'axe horizontal, une perpendiculaire qui va couper la droite inclinée à 45° en un point. Toutes les droites passant par ce point et qui rencontrent les deux axes du graphique, déterminent des couples de valeurs ohmiques qui, mises en parallèle, donneront la résistance désirée.

NOTIONS ELEMENTAIRES DE CALCUL ALGEBRIQUE

Un des principes directeurs nous ayant guidé lors de la rédaction de notre Cours a été de nous efforcer de traiter les sujets d'une manière telle qu'ils puissent être accessibles à tous, même à ceux de nos lecteur n'ayant pas poursuivis leurs études au delà de l'école primaire. Ainsi, nous avons pris soin, dans les leçons précédentes de rédiger des notes expliquant le sens des expressions et des termes mathématiques employés dans nos développements. Maintenant, alors que nous allons aborder dans la prochaine leçon — l'étude de circuits plus complexes que ceux vus jusqu'à présent, nous estimons que le moment est venu d'examiner plus en détail certaines' règles élémentaires de calcul algébrique.

Rassurons, dès à présent, le lecteur peu familiarisé avec ces calculs en lui disant qu'il s'apercevra bien vite — par des exemples judicieusement choisis — combien les calculs algébriques sont simples et utiles. Ils lui permettront, en effet, de suivre d'une manière plus précise et plus complète nos études futures.

TERMINOLOGIE de L'ALGEBRE

Par expression algébrique, on entend n'importe quelle combinaison de nombres, de lettres utilisées comme nombres et de signes qui exprime une valeur totale pouvant être obtenue en effectuant les opérations indiquées. Par exemple, $(a+b)$ ou $\frac{x}{2y}$ sont des expressions algébriques dans lesquelles les lettres représentent des nombres.

Nous avons déjà vu que le produit entre deux ou plusieurs nombres est parfois indiqué, en algèbre, par un point au lieu du signe habituel « × » ou même, souvent, par simple rapprochement des différents facteurs: ainsi, le produit de a par b s'écrit simplement ab; le produit de 6 par a par b s'écrit $6ab$.

Chaque facteur numérique faisant partie d'un produit est un **coefficient** qui exprime le nombre de fois qu'on entend multiplier la partie de l'expression formée par les lettres: par exemple, $6ab$ veut dire que le produit ab doit être multiplié, à son tour, par le nombre 6.

En algèbre on a également des **nombres négatifs,** c'est-à-dire, des quantités numériques dont la valeur est *inférieure à zéro.* Considérons, à ce sujet, la **figure 1.**

Notons, tout d'abord que les nombres, partant de zéro, s'étendent vers la droite jusqu'à l'infini. Dans l'autre sens, c'est-à-dire vers la gauche, après avoir dépassé le point « zéro », les valeurs numériques se succèdent dans le même ordre *mais elles expriment des quantités négatives.*

Par ce moyen, il est possible de soustraire deux nombres, le second étant plus grand que le premier: par exemple, 3 (positif) — 5 (négatif) = —2 (négatif).

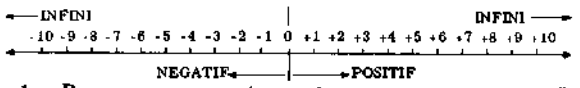


Fig. 1 - Par rapport au point « zéro », nous pouvons avoir des valeurs jusqu'à l'infini, aussi bien dans le sens positif que dans le sens négatif.

Nous appellerons **valeur absolue** d'un nombre, sa valeur numérique indépendamment de son signe, c'est-à-dire sans tenir compte du fait qu'il est positif ou négatif, tandis qu'on désigne par **valeur relative,** la valeur considérée avec son signe, c'est-à-dire par rapport à zéro pris comme point de référence.

N'importe quel nombre, arithmétique ou composé de lettres, ainsi que le produit ou le quotient de deux ou plusieurs nombres, prend le nom de **terme** (algébrique) ou monôme: par exemple, 4, x, y, $25b$, ab, $\frac{x}{y}$, $\frac{3a^2b}{c}$ sont des termes.

Les QUATRE OPERATIONS ALGEBRIQUES

Les termes comportant les mêmes lettres peuvent être additionnés ou soustraits entre eux, comme par exemple: $4x + 5x = 9x$, ou encore $5x + 10x = 15x$, ou bien $4ab - 7ab = -3ab$. Toutefois, dans le cas où les lettres sont différentes, l'opération peut être seulement indiquée: par exemple, l'expression $4x + 5m$, ne peut être résolue qu'en substituant à x et m des valeurs numériques.

Addition

L'addition des termes algébriques suit les règles suivantes:

1) La somme de deux ou plusieurs nombres positifs a une valeur positive.
   Exemple: $+6+3+4 = +13$.
2) La somme de deux ou plusieurs nombres négatifs a une valeur négative.
   Exemple: $-6 + (-3) + (-4) = -13$.
3) La somme de deux ou plusieurs nombres de signes différents donne un résultat égal à la différence entre les valeurs absolues et le signe est celui du nombre plus grand.

Soustraction

Dans la soustraction des termes algébriques, le processus est inversé; en effet, pour soustraire une quantité d'une autre, on change le signe de la quantité à soustraire et on additionnne les deux termes, comme ci-dessus.

$$(-6) - (-3) = (-6) + (+3) = -3$$
$$(-3) - (-6) = (-3) + (+6) = +3$$
$$(-6) - (+3) = (-6) + (-3) = -9$$

Signes de groupement

Il existe en algèbre certains symboles dont le rôle est de grouper plusieurs quantités ou termes devant faire l'objet de la même opération: ce sont la parenthèse ( ), le crochet [ ], l'accolade { }, ainsi que la barre de fraction ———. Tous ces signes indiquent que les quantités qui y sont incluses doivent être considérées comme une quantité unique.

Dans les expressions complexes comportant plusieurs de ces symboles, on doit effectuer les opérations dans un ordre logique et progressif, afin d'éviter les erreurs de calcul et, surtout, de signe. On commence par effectuer les opérations indiquées entre parenthèses, ensuite on passe à celles contenues entre crochets et, enfin, à celles indiquées par les accolades.

Le signe (—) placé devant une parenthèse change le signe de tous les termes qu'elle contient; par suite, une opération contenant des parenthèses s'exécute de la façon suivante:

Exemple:

$4a - 3ab - (+3a + 2ab) = 4a - 3ab - 3a - 2ab = 1a - 5ab$

En ce qui concerne l'expression ci-dessus faisons observer que le signe + placé devant un terme au début d'une expression (ou comme premier terme à l'intérieur d'une parenthèse) est normalement omis, car, dans ce cas, un terme sans indication de signe est considéré comme étant toujours positif.

De même on n'indique pas le coefficient 1 devant une lettre étant entendu que l'absence de coefficient signifie qu'il est égal à 1.

Exemple:

$3a - [2am - (2a + 5am) + a^2]$	Eliminons la parenthèse, on a:
$3a - [2am - 2a - 5am + a^2]$	Eliminons les crochets, il vient:
$3a - 2am + 2a + 5am - a^2$	Regroupons les termes semblables:
$5a + 3am - a^2$	

qui est l'expression la plus simple à laquelle on puisse arriver en éliminant les parenthèses et les crochets.

Multiplication

Lors de la multiplication des termes algébriques, il faut tenir compte des signes, des coefficients et des exposants des termes. En ce qui concerne les signes, la règle est la suivante: **le produit de deux termes de même signe est toujours positif, tandis que le produit de termes de signes contraires est toujours négatif.**

Exemple:

(+6) multiplié par (+4) = +24
(—6) » » (—4) = +24
(+6) » » (—4) = —24
(—6) » » (+4) = —24

Le produit de deux puissances d'un même nombre est égal à une puissance ayant pour base le même nombre et pour exposant la somme des exposants.

Exemple:

(a^2) multiplié par $(a^4) = a^6$

(ab^3) multiplié par (ab) multiplié par $(ab^2) = a^3b^6$

(dans ce cas, l'exposant du premier facteur a est 1; on ne l'écrit pas, mais on en tient compte).

Dans le cas où les termes sont pourvus de signe, il faut appliquer la règle énoncée au début de ce chapitre.

Exemple:

$(+ab^2)$ multiplié par $(+ab) = +a^2b^3$

$(+ab^2)$ multiplié par $(-ab^3) = -a^2b^5$

Le coefficient du produit de deux facteurs est égal au produit des coefficients de chaque facteur.

Exemple:

$6a$ multiplié par $2a$ multiplié par $4a = 48\,a^3$

$(+6a)$ multiplié par $(-2a)$ multiplié par $(+4a) = -48a^3$

Si les lettres diffèrent, leur produit reste indiqué seulement par leur rapprochement, pour le reste on procède comme ci-dessus.

Exemple:

$2ab$ multiplié par $4a$ multiplié par $2a^2c = 16a^4bc$

Division

Dans la division, tout comme pour la multiplication, il faut tenir compte des signes, des coefficients et des exposants des termes dont on veut obtenir le quotient.

Dans ce cas également, la règle est la suivante: **le quotient de deux termes de même signe est toujours positif, tandis que le quotient de deux termes de signes contraires est négatif.**

Exemple:

(+6) divisé par (+2) = +3
(—6) » » (—2) = +3
(+6) » » (—2) = —3
(—6) » » (+2) = —3

Le quotient de deux puissances ayant la même base est égal à une puissance ayant pour base le même nombre et pour exposant la différence des exposants.

Exemple:

(a^4) divisé par $(a^2) = a^2$

(ab^3) divisé par $(ab) = b^2$

(dans le second exemple, l'exposant de a est 1 et, étant donné que $1 - 1 = 0$, le terme a ne figure plus dans le quotient).

Pour obtenir le coefficient du quotient, il suffit de diviser les valeurs absolues des coefficients du dividende par ceux du diviseur en observant — naturellement — la règle des signes.

Exemple:

$(+6a^3)$ divisé par $(+3a^2) = 2a$

$(+6a^3)$ divisé par $(-3a^2) = -2a$

EQUATIONS

On entend par équation une expression formée par deux membres d'égale valeur. On affirme ainsi, par ce moyen, une égalité.

La résolution de l'équation consiste à trouver les valeurs numériques des termes représentés par des lettres (les inconnues).

Les règles suivantes doivent être appliquées:

1) Si l'on ajoute ou l'on retranche le même nombre aux deux membres d'une équation, celle-ci reste toujours une équation.
2) Si l'on multiplie ou l'on divise les deux membres d'une équation par un même nombre différent de zéro, la valeur de l'expression n'est pas changée.
3) Si les deux membres d'une équation sont élevés à la même puissance, ou si l'on en extrait une même racine, l'équation ou égalité, est inchangée.

Ces règles permettent d'effectuer des « simplifications », consistant en des *transpositions*, des *inversions de signes* et des *éliminations*.

La *transposition* consiste à faire passer un terme d'un membre dans l'autre après avoir changé son signe. En d'autres termes, il est possible de retirer un terme positif d'un des membres et de le porter dans l'autre avec un signe négatif, et inversement; ceci découle de la règle 1), puisque le terme en question a été soustrait, ou ajouté, aux deux membres.

Il est également possible de retirer un facteur (multiplication) d'un membre pour le porter, comme diviseur, dans l'autre. En d'autres termes, l'*inversion* du signe d'un terme dans les deux membres d'une équation est simplement un autre moyen employé pour multiplier ou diviser les deux par —1 (règle 2).

L'*élimination* consiste à faire disparaître les termes égaux multipliant ou divisant les deux membres d'une équation.

Pour résoudre une équation, il faut, avant tout, effectuer les opérations indiquées (lorsqu'elles peuvent l'être) après quoi, elle sera simplifiée en appliquant les règles générales énoncées plus haut. Une fois réduite à sa forme la plus simple, la résolution de l'équation se fera en isolant le terme inconnu dans le premier membre de l'équation. Le terme inconnu sera alors égal à la valeur indiquée dans le second membre.

Exemple:

1) Soit l'équation $x - 5 = 3$, trouver x.
Ajoutons +5 aux deux membres (règle 1), on obtient:

$$x - 5 + 5 = 3 + 5 \qquad \text{c'est-à-dire } x = 8$$

2) Soit l'équation $5x - 4 = 21$, trouver x.
Ajoutons 4 aux deux membres (règle 1), on a:

$$5x - 4 + 4 = 21 + 4 \qquad \text{d'où } 5x = 25$$

Divisons les deux membres par 5 (règle 2), on obtient:

$$x = 25 : 5 = 5$$

3) Soit l'équation

$$\frac{1}{3}x + 5 = 8, \text{ trouver } x$$

En soustrayant 5 aux deux membres (règle 1) on a:

$$\frac{1}{3}x + 5 - 5 = 8 - 5 \qquad \text{d'où } \frac{1}{3}x = 3$$

En multipliant les deux membres par 3 (règle 2), on obtient:

$$\frac{3}{3}x = 9 \qquad \text{c'est-à-dire} \qquad x = 9$$

4) Soit l'équation $\frac{4}{5}x + 5 = 25 - 1\frac{1}{5}x$, trouver x.

En soustrayant 5 aux deux membres (règle 1), on a:

$$\frac{4}{5}x = 20 - 1\frac{1}{5}x$$

Ajoutons $1\frac{1}{5}x$ aux deux membres (règle 1), on a:

$$\frac{4}{5}x + 1\frac{1}{5}x = 20 - 1\frac{1}{5}x + 1\frac{1}{5}x$$

$$\text{d'où} \quad \frac{5}{5}x + 1x = 20 \quad \text{c'est-à-dire} \quad 2x = 20$$

et en divisant les deux membres par 2 (règle 2), on obtient:

$$x = \frac{20}{2} = 10$$

5) Soit l'équation $16 - 5(x+3) = 4(2x+1) - 9\frac{1}{2}$, trouver x.

En supprimant les parenthèses, il vient:

$$16 - 5x - 15 = 8x + 4 - 9\frac{1}{2}$$

Simplifions: $\quad 1 - 5x = 8x - 5\frac{1}{2}$

En soustrayant 1 aux deux membres il vient (règle 1):

$$-5x = 8x - 6\frac{1}{2}$$

En soustrayant $8x$ aux deux membres (règle 1), on a:

$$-13x = -6\frac{1}{2}$$

Etant donné que 6 est égal à 12/2, le second membre est égal à 13/2 de telle sorte que, en divisant les deux membre par —13 (règle 2), c'est-à-dire par un nombre négatif, ils deviendront tous deux positifs et le résultat sera:

$$x = \frac{1}{2}$$

Leçon n° 19

CIRCUITS ELECTRIQUES COMPLEXES

Nous avons dit précédemment que, par circuits complexes, nous entendions des circuits qui ne sont pas de simples arrangements d'éléments en série ou en parallèle, mais plutôt une combinaison des deux types. Cette combinaison peut comporter un petit nombre ou un grand nombre d'éléments disposés de façons variées et, dans ce dernier cas, la résolution des équations peut être assez laborieuse.

Nous procèderons graduellement et nous débuterons par l'examen d'un nouveau circuit mixte, après celui vu à la leçon 16. Ce nouveau circuit est représenté dans la **figure 1-A**; il faut calculer la valeur de la résistance équivalente et pour y arriver, nous procèderons d'une manière différente de celle employée dans l'exemple cité plus haut, c'est-à-dire que nous analyserons le circuit *en suivant le courant dans son trajet.*

Ce procédé permet de mieux se rendre compte du comportement du circuit lui-même et de ses éléments en présence du courant.

Le courant de la ligne sort du pôle négatif de la batterie et arrive au noeud A à travers la résistance R_1. A partir de ce point il emprunte deux chemins; l'un d'eux le conduisant au pôle positif de la batterie à travers R_2. Nous remarquerons que le courant ne traverse pas R_3 de gauche à droite, car, pour retourner à la source il suit la route de moindre résistance constituée par la connexion centrale.

Dans le second trajet, nous observons, avant tout, que B est au même potentiel que A. Le courant se divise, au point B; une partie passe dans la résistance R_3 (de droite à gauche) et retourne à la source par la connexion centrale, tandis qu'une autre partie passe par R_4 et retourne également au pôle positif de la batterie.

En se reportant à la **figure 1-B** — qui représente le même schéma dessiné d'une manière plus explicite — on peut calculer rapidement la résistance équivalente du circuit; elle est de 9 ohms.

Avant de procéder à l'examen d'autres circuits mixtes plus complexes, il convient de revoir quelques principes que nous allons grouper et exposer à nouveau — certains ayant déjà été rencontrés précédemment — car il est bon de les avoir toujours présents à l'esprit étant donné que les analyses ultérieures sont basées en grande partie sur eux.

Il s'agit en substance des lois d'Ohm appliquées à la résolution des circuits complexes: ces lois qui s'appliquent tant à la tension qu'à l'intensité prennent le nom de **lois de Kirchhoff.**

Les LOIS DE KIRCHHOFF

Soit la **figure 2**: si chacune des résistances a la même valeur ohmique, la tension d'alimentation se divise en parties égales entre elles et la chute de tension est de 2 volts aux bornes de chaque résistance.

Ceci illustre une des lois de Kirchhoff, un physicien allemand qui a étendu les principes de la loi d'Ohm aux circuits plus complexes.

Cette première loi établit que **la somme algébrique des tensions présentes aux bornes de chaque circuit fermé, dans un circuit complexe, est égale à zéro.**

Si, partant du point A de la figure 2 et tournant dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, nous désignons par la lettre E les tensions rencontrées, nous obtenons:

$$+6 - E1 - E2 - E3 = 0$$

ou, encore:

$$+6 - 2 - 2 - 2 = 0$$

Une autre loi de Kirchhoff concerne les circuits en parallèle et énonce que: **la somme des intensités des courants qui arrivent à un point de jonction de deux circuits est égale à la somme des intensités des courants qui en partent.**

Cette loi est illustrée dans le circuit parallèle de la **figure 3.**

En suivant le passage du courant partant du pôle négatif de la pile, nous voyons que son intensité totale est de 2 ampères.

Au premier point de jonction, ou sommet du réseau, le courant se divise et il passe une intensité de 1 ampère dans chaque résistance. A l'autre sommet, ou point de jonction, les deux résistances sont réunies et un courant d'une intensité de 2 ampères s'écoule à nouveau vers la source d'énergie.

Quand le courant passe dans un circuit série, la tensions d'alimentation est appliquée à un circuit fermé. Il en est de même pour un circuit parallèle. Ainsi, comme on peut le voir dans la figure 3, on a trois circuits fermés dans un réseau à deux branches. Le premier commence au point A, traverse une résistance et retourne au point A à travers la batterie; le second est analogue au précédent mais traverse la deuxième résistance. Et enfin, puisque la loi de Kirchhoff relative à la tension n'implique pas la présence nécessaire d'une source d'énergie dans le circuit, on peut considérer comme un troisième circuit celui qui, partant du point A,

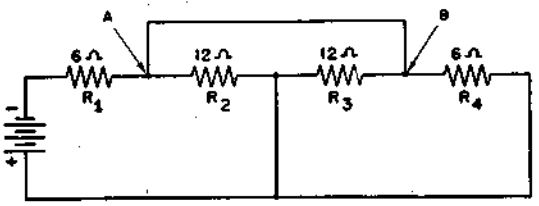


Fig. 1 A - Circuit mixte. Le courant pour aller du point A à la batterie suit deux chemins: l'un à travers R_2 et l'autre par R_3 et R_4.

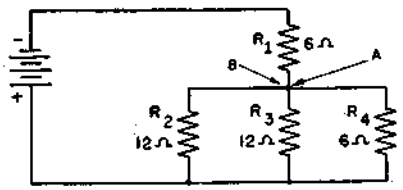


Fig. 1 B - Ce circuit est équivalent à celui de la figure 1 A. R_2, R_3 et R_4 en parallèle ont une résistance équivalente de 3 ohms (12 ohms en parallèle sur 12 ohms = 6 ohms et 6 ohms en parallèle sur 6 ohms = 3 ohms). R_1 en série avec 3 ohms donne une résistance totale de 9 ohms.

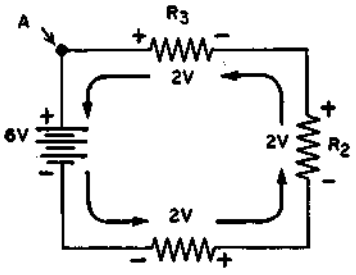


Fig. 2 - Supposons $R_1 = R_2 = R_3$, les chutes de tension sont égales. La somme algébrique des tensions dans un circuit fermé est toujours égale à zéro, selon une des lois de Kirchhoff.

y retourne en passant par la première résistance, le point de jonction et la deuxième résistance.

De la loi d'Ohm ($E = I \cdot R$), on déduit que, aux bornes de chaque résistance, existe une chute de tension de 6 volts et on applique la loi de Kirchhoff sur la tension, comme nous l'avons fait pour les deux schémas précédents. Voyons, maintenant, si la somme algébrique des deux chutes de tension du troisième circuit est égale à zéro.

En partant du point *A*, à travers la résistance de 6 ohms, on a une chute de tension de —6 volts. En continuant à travers la résistance de droite, on remonte le courant, et, par conséquent la chute de tension est de +6 volts.

$$-6 \text{ volts} + 6 \text{ volts} = 0$$

La figure 3 illustre également la loi de Kirchhoff sur l'intensité.

On constate que le courant de 2 ampères issu de la source se divise en deux branches à partir du noeud (ou sommet), de telle sorte qu'une intensité de 1 ampère passe dans chacune des branches. En conséquence, à l'autre sommet, au point de jonction des deux résistances, nous retrouverons la même intensité de courant (2 ampères) que nous avions à l'entrée, ainsi que le veut la loi énoncée plus haut.

AUTRES CIRCUITS MIXTES

Passons maintenant à l'examen d'autres circuits mixtes et plus particulièrement à ceux qui, dans la pratique, ont une dénomination bien définie découlant de leur structure. De ce fait, ces circuits peuvent être rapidement individualisés, et, en cas de besoin, facilement analysés.

Ces circuits spéciaux prennent le nom de la fonction qu'ils doivent généralement remplir: c'est ainsi que nous avons des *diviseurs de tension*, des *atténuateurs*, des *ponts*...

Il convient, toutefois, de signaler ici que notre étude actuelle concernera toujours des circuits formés uniquement d'éléments résistifs, tandis que, par la suite, nous analyserons également des circuits beaucoup plus complexes formés d'éléments autres que des résistances.

DIVISEURS de TENSION

Un diviseur de tension type est constitué par une série de résistances ayant deux points d'entrée auquels est appliquée la tension totale de la source, et deux, ou plusieurs points de sortie aux bornes desquels on obtient — ainsi que l'indique le nom du dispositif — la fraction désirée de la tension totale de la source.

Les diviseurs de tension sont utilisés fréquemment dans les alimentations pour disposer de tensions diverses; les valeurs ohmiques des résistances à employer sont déterminées au moyen des lois d'Ohm et de Kirchhoff.

La figure 4 montre un exemple de diviseur de tension branché aux bornes d'une source de tension de 270 volts. Comme on le voit, il alimente trois circuits de charge, dont 10 mA sous 90 volts entre le point 1 et la masse.

Le courant passant dans la résistance *A* a une intensité de 15 mA. Voyons comment nous pouvons calculer les intensités, les tensions, les résistances et les puissances dans les quatre autres résistances.

En appliquant la loi de Kirchhoff au point *A* on en déduit que l'intensité du courant passant dans la résistance *B* est égale à la somme de l'intensité passant dans la résistance *A* (15 mA) et de celle de 10 mA passant dans la charge de 90 volts, d'où:

$$I_b = 15 + 10 = 25 \text{ milliampères}$$

De même:

$$I_c = 25 + 5 = 30 \text{ milliampères}$$

Et

$$I_d = 30 + 30 = 60 \text{ milliampères}$$

La loi de Kirchhoff montre que la tension aux bornes de la résistance *A* est de 90 volts; celle aux bornes de *B* est de:

$$E_b = 150 - 90 = 60 \text{ volts}$$

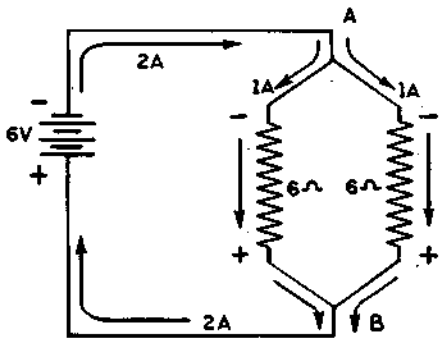


Fig. 3 - Cette figure, outre la loi de Kirchhoff sur la tension déjà citée, illustre une autre loi du même auteur sur l'intensité: la somme des courants entrant en A est égale à la somme des courants sortant de B.

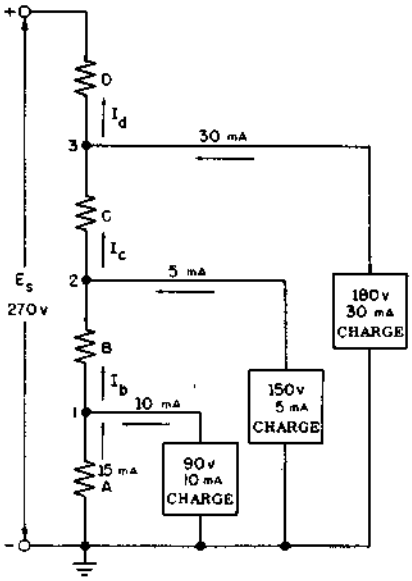


Fig. 4 - Exemple d'un dispositif diviseur de tension alimentant, en même temps trois circuits distincts. En appliquant les lois d'Ohm et de Kirchhoff on peut calculer les intensités, les tensions, les résistances et les puissances dissipées dans les 4 résistances du diviseur.

La tension aux bornes de C est de:

$$E_c = 180 - 150 = 30 \text{ volts}$$

et celle aux bornes de D est de:

$$E_d = 270 - 180 = 90 \text{ volts}$$

Avant de calculer les valeurs des résistances, il faut se rappeler que dans la formule de la loi d'Ohm, $R = E : I$, la résistance R est exprimée en ohms, la tension E en volts et l'intensité I en ampères.

Dans de nombreux circuits électroniques — et particulièrement dans ceux dont il est question ici — il est plus simple de chiffer R en milliers d'ohms (kΩ), E en volts et I en milliampères, et nous observerons cette convention dans les formules suivantes.

En appliquant la loi d'Ohm au calcul des résistances, on a:

La résistance de A est: $R_a = \dfrac{E_a}{I_a} = \dfrac{90}{15} = 6$ kΩ

La résistance de B est: $R_b = \dfrac{E_b}{I_b} = \dfrac{60}{25} = 2{,}4$ kΩ

La résistance de C est: $R_c = \dfrac{E_c}{I_c} = \dfrac{30}{30} = 1$ kΩ

La résistance de D est: $R_d = \dfrac{E_d}{I_d} = \dfrac{90}{60} = 1{,}5$ kΩ

La puissance dissipée (en chiffrant l'intensité I en ampères) sera:

résistance A: $P_a = E_a I_a = 90 \times 0{,}015 = 1{,}35$ watt

résistance B: $P_b = E_b I_b = 60 \times 0{,}025 = 1{,}50$ watt

résistance C: $P_c = E_c I_c = 30 \times 0{,}030 = 0{,}90$ watt

résistance D: $P_d = E_d I_d = 90 \times 0{,}060 = 5{,}40$ watts

soit au total: 9,15 watts.

La puissance dissipée par la charge reliée à la

borne 1 est: $P_1 = E_1 I_1 = 90 \times 0{,}010 = 0{,}90$ watt

borne 2 est: $P_2 = E_2 I_2 = 150 \times 0{,}005 = 0{,}75$ watt

borne 3 est: $P_3 = E_3 I_3 = 180 \times 0{,}030 = 5{,}4$ watts

La puissance totale dissipée dans les trois circuits de charge est donc de:

$$0{,}90 + 0{,}75 + 5{,}4 = 7{,}05 \text{ watts}$$

La puissance totale fournie au circuit complet, comprenant les résistances du diviseur et les charges est donc de:

$$9{,}15 + 7{,}05 = 16{,}2 \text{ watts}$$

On peut vérifier qu'il en est bien ainsi en faisant le produit de la tension de la source par l'intensité totale absorbée par le circuit:

$$P_T = E \times I_T = 270 \times 0{,}060 = 16{,}2 \text{ watts}$$

Dans la **figure 5** les résistances du diviseur de tension sont connues et l'on doit, par contre, calculer l'intensité du courant passant dans R_5.

Le courant de charge à travers R_1 a une intensité de 6 mA, celui passant par R_2 est de 4 mA et celui passant par R_3 est de 10 mA; la tension totale d'alimentation est de 510 volts.

La loi de Kirchhoff sur l'intensité peut être appliquée aux points de jonction a, b, c et d afin de déterminer les équations nécessaires pour calculer les intensités dans R_4, R_5, R_6 et R_7.

L'intensité du courant à travers R_4 est donnée par $I + 6 + 4 + 10 = I + 20$; celle passant dans R_5 est égale à I; l'intensité dans R_6 est $I + 6$ et celle passant dans R_7 est égale à $I + 6 + 4 = I + 10$.

La tension présente aux bornes de R_4 peut être calculée en fonction de la résistance en kΩ et de l'intensité en mA, soit 5 $(I + 20)$ volts. De même la tension aux bornes de R_7 est de 10 $(I + 10)$ volts.

La loi de Kirchhoff pour la tension peut alors être appliquée pour calculer le courant d'intensité inconnue I en exprimant la tension de la source en fonction des valeurs données de tensions, d'intensités et de résistances (en tenant compte aussi bien des valeurs connues que de celles inconnues).

La somme des tensions aux bornes des résistances R_4, R_5, R_6 et R_7 est égale à la tension totale, soit:

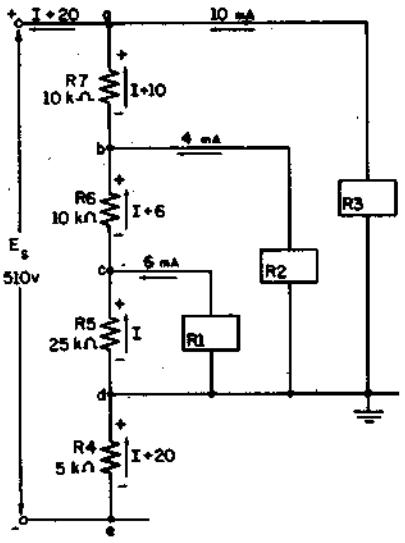


Fig. 5 - Dans ce diviseur de tension nous connaissons les valeurs des intensités et les résistances des 3 charges, on peut donc calculer l'intensité du courant passant dans R . Pour cela, on applique la loi de Kirchhoff pour trouver les intensités des courants dans R_4, R_5, R_6, et R_7. On peut également appliquer la loi de Kirchhoff sur la tension par rapport au courant inconnu I. On notera que, par rapport au point de jonction commun aux trois charges (masse), on dispose au point *e* d'une tension négative.

$$E_4 + E_5 + E_6 + E_7 = E_S$$

$$5\,(I + 20) + 25\ I + 10\ (I + 6) + 10\ (I + 10) = 510$$

$$50\ (I) = 250$$

I = 5 milliampères

Le courant de 5 mA passant dans R_5 produit à ses bornes une chute de tension égale à 5 x 25 = 125 volts. Etant donné que R_1 est en parallèle sur R_5, la tension aux bornes de R_1 est également de 125 volts.

L'intensité du courant passant dans R_4 est de 5 + 20 = 25 mA et la chute de tension correspondante est de 5 x 25 = 125 volts. Du moment que le point *d* est au potentiel de la masse, le point *c* est à un potentiel positif de 125 volts par rapport à *d*, tandis que le point *e* est à un potentiel négatif de 125 volts par rapport au même point.

L'intensité du courant dans R_6 est de 5 + 6 = 11 mA et la chute de tension à ses bornes est de 11 x 10 soit 110 volts.

L'intensité dans R_7 est égale à 5 + 10 = 15 mA et la chute de tension correspondante de 15 x 10 = 150 volts.

En conclusion, la tension totale est égale à la somme des tensions présentes aux bornes des différentes parties du diviseur, d'où:

$$125 + 125 + 110 + 150 = 510 \text{ volts}$$

La puissance dissipée dans chaque résistance d'un tel diviseur peut être calculée en multipliant la tension aux bornes de chaque résistance par l'intensité du courant qui la parcourt; si le courant est exprimé en ampères, la f.e.m. étant en volts, la puissance sera exprimée en watts et, en conséquence, la puissance dissipée dans R_4 sera:

$$P_4 = E_4 \times I_4 = 125 \times 0{,}025 = 3{,}125 \text{ watts}$$

De même, la puissance dissipée dans R_5 sera:

$$125 \times 0{,}005 = 0{,}625 \text{ watt}$$

Dans R_6:

$$110 \times 0{,}011 = 1{,}21 \text{ watt}$$

et, enfin, dans R_7:

$$150 \times 0.015 = 2.25 \text{ watts}$$

La puissance totale dissipée dans le diviseur de tension sera donc de:

$$3{,}125 + 0{,}625 + 1.21 + 2{,}25 = 7{,}21 \text{ watts}$$

La tension présente aux bornes de R_1 étant la même que celle aux bornes de R_5, soit 125 volts, la puissance dissipée dans R_1 est de:

$$P_1 = E_1 \times I_1 = 125 \times 0{,}006 = 0{,}750 \text{ watt}$$

La tension aux bornes de la charge R_2 est égale à la somme des tensions présentes aux bornes de R_5 et R_6, soit:

$$E_2 = E_5 + E_6 = 125 + 110 = 235 \text{ volts}$$

La puissance dissipée dans R_2 sera donc de:

$$P_2 = E_2 \times I_2 = 235 \times 0{,}004 = 0{,}940 \text{ watt}$$

La tension présente aux bornes de la charge R_3 est égale à la somme des tensions aux bornes de R_5, R_6, R_7, soit:

$$E_3 = E_5 + E_6 + E_7 = 125 + 110 + 150 = 385 \text{ watts}$$

La puissance dissipée dans R_3 est donc de:

$$P_3 = E_3 \times I_3 = 385 \times 0{,}010 = 3{,}85 \text{ watts}$$

et la puissance totale dissipée dans les trois charges est de:

$$0{,}75 + 0{,}94 + 3{,}85 = 5{,}54 \text{ watts}$$

La puissance totale fournie par la source est égale à la somme des puissances totales absorbées par le diviseur et les trois charges. Elle est donc de:

$$7{,}21 + 5{,}54 = 12{,}75 \text{ watts}$$

Ce résultat peut être vérifié de la manière suivante:

$$P_T = E_T I_T = 510 \times 0{,}025 = 12{,}75 \text{ watts}$$

On peut calculer les valeurs ohmiques des résistances de charge R_1, R_2, et R_3 au moyen de la loi d'Ohm de la façon suivante:

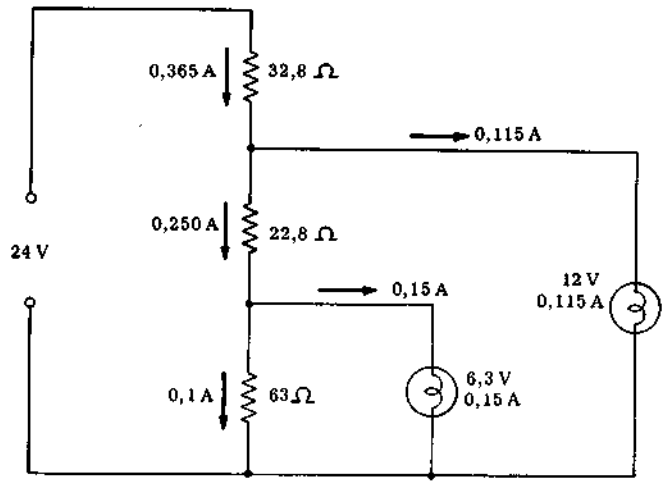


Fig. 5 bis - Exemple pratique d'un diviseur de tension avec charge. Partant d'une source unique de tension (24 volts), on doit alimenter correctement deux lampes ayant des caractéristiques différentes. Dans ce diviseur de tension on a, a priori, un courant dissipé par la troisième résistance (63 ohms) de 0,1 ampère. Suivant les données exposées sur la figure, on peut vérifier les calculs.

$$R_1 = \frac{E_1}{I_1} = \frac{125}{6} = 20{,}83 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{E_2}{I_2} = \frac{235}{4} = 58{,}75 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{E_3}{I_3} = \frac{385}{10} = 38.5 \text{ k}\Omega$$

ATTENUATEURS

Les atténuateurs sont des dispositifs constitués par des résistances dont l'objet est de réduire (atténuer) la tension, l'intensité ou la puissance fournie à une charge.

Les deux types d'atténuateurs les plus courants sont ceux en « L » et ceux en « T »; ils sont représentés dans les figures 6-A et 6-B, respectivement.

Si un tel dispositif est réglable — comme dans notre cas — il est toujours appelé atténuateur, tandis que s'il est fixe, il peut également s'appeler « réducteur » (en anglais « pad »).

Le type en « L » maintient une résistance constante à deux de ses bornes pour n'importe quelle position des résistances variables: par exemple, dans la figure 6-A la résistance présentée par la charge et l'atténuateur aux bornes a b reste constante pour n'importe quelles positions des résistances variables R_1 et R_2.

Dans ce cas, tenant compte que R_S ne fait pas partie de l'atténuateur mais représente simplement la résistance interne de la batterie, la résistance offerte au passage du courant, mesurée entre les points a et b, comprend R_S et R_1, en série, placées à leur tour en parallèle sur la combinaison formée par la charge parallèle sur R_2. Dans ce circuit particulier R_S est égale à R_L et:

$$R_S = R_1 + \frac{R_2 \times R_1}{R_2 + R_1}$$

La résistance offerte au passage du courant de la borne c à la borne d est constituée par R_2 en parallèle sur la combinaison en série R_1, R_S et R_L.

L'atténuateur en « L » ne fonctionne correctement que si la charge est branchée aux bornes c et d et la source de courant aux bornes a et b. Il s'ensuit que la charge et la source ne peuvent être interverties tant que R_L n'est pas égale à:

$$\frac{R_2 \ (R_1 + R_S)}{R_2 + R_1 + R_S}$$

La figure 6-B illustre un atténuateur en « T ».

Celui-ci présente une résistance constante à l'entrée et la sortie pour n'importe quelles positions des résistances variables. Ainsi qu'on peut le voir en observant la figure, ce type d'atténuateur comporte une résistance variable de plus que le modèle précédent. Il est donc plus complexe que l'atténuateur en « L ».

La résistance présentée au passage du courant entre les points a et b comprend R_1 et R_2 en série entre elles, placées, à leur tour, en parallèle sur une combinaison (également en parallèle) formée de deux branches, l'une représentée par R_2 et l'autre par R_3 en série avec R_L.

Dans ce circuit, on a:

$$R_S = R_1 + \frac{R_2 \ (R_3 + R_L)}{R_2 + R_3 + R_L}$$

La résistance offerte au passage du courant entre les bornes e et f est constituée par R_3 en série avec la combinaison parallèle dont les branches sont R_2 d'un côté et R_1 en série avec R_S et R_L de l'autre, ce qui donne:

$$R_L = R_3 + \frac{R_2 \ (R_1 + R_S)}{R_2 + R_1 + R_3}$$

Etant donné que $R_S = R_L$ et que $R_1 = R_3$, la charge et la source sont interchangeables sans altérer en rien le fonctionnement de l'atténuateur en « T ». Comme nous l'avons dit, la résistance présente entre les extrémités a et b est égale à celle présente entre les extrémités e et f.

Il existe encore d'autres types d'atténuateurs plus complexes, comme, par exemple, celui dit « en échelles » qui évoque effectivement l'idée d'une échelle à barreaux; l'atténuateur en « T ponté » dans lequel les

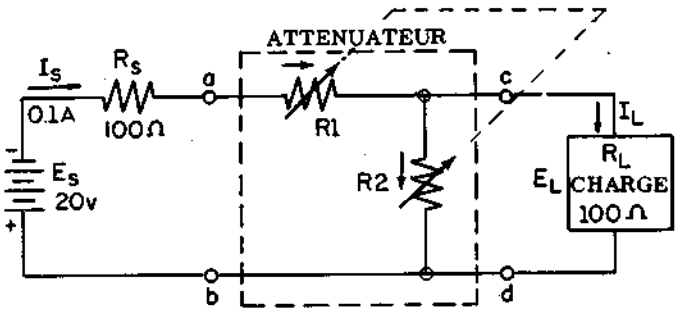


Fig. 6 A - Atténuateur en «L». Il possède la propriété de maintenir une valeur de résistance constante entre deux de ses extrémités, ici entre *a* et b, quel que soit le réglage de R_1 et de R_2. La charge et la source ne peuvent pas être interverties.

deux résistances qui forment la partie supérieure de la lettre T sont en parallèle sur une autre résistance et, enfin, les atténuateurs « à décades » dans lesquels le choix des résistances le composant est fait de telle sorte que la tension ou l'intensité du courant de la source peut être réduite ou atténuée par fractions décimales de la valeur maximum.

Fréquemment — particulièrement dans les circuits des appareils de radiocommunications à usage professionnel — il est nécessaire d'atténuer une tension appliquée à une charge, pour réduire en conséquence un signal, sans faire varier pour autant la quantité de courant prélevée à la source. De ce fait, la charge de la source de tension reste constante et les caractéristiques du circuit demeurent inchangées bien que l'amplitude du signal puisse être réduite à la valeur voulue. L'atténuateur en « L » est le dispositif le plus simple permettant d'obtenir ce résultat.

L'Atténuateur en « L »

Les deux caractéristiques essentielles de l'atténuateur en « L », figuré en 6-A, sont: la possibilité de faire varier la tension appliquée à la charge et de maintenir constante dans le même temps, l'intensité du courant passant dans la source malgré les variations de la tension de sortie.

Dans l'exemple de la figure, la résistance de la source est de 100 ohms, la résistance de charge est également de 100 ohms, et la tension est de 20 volts.

Avant que l'atténuateur soit placé dans le circuit, le courant fourni à la charge a une intensité de:

$$I_S = \frac{E_S}{R_L + R_S} = \frac{20}{100 + 100} = 0{,}1 \text{ ampère}$$

Dans ce cas, la tension appliquée à la charge est:

$$E_L = I_S R_L = 0{,}1 \times 100 = 10 \text{ volts.}$$

La chute de tension, dans la source elle-même est de 20 — 10 = 10 volts également, ce qui équivaut à un courant d'une intensité de 0.1 ampère traversant la résistance interne égale à 100 ohms.

Pour réduire à 5 volts la tension présente aux bornes de R_L — tout en maintenant constante l'intensité du courant issu de la source (0,1 ampère) — on insère dans le circuit les résistances R_1 et R_2.

Le courant (I_L) qui passe dans R_L a une intensité de:

$$I_L = \frac{E_L}{R_L} = \frac{5}{100} = 0{,}05 \text{ ampère}$$

Le courant passant dans R_1 a une intensité de 0,1 ampère du fait que cette résistance est en série avec la source, et la chute de tension à ses bornes est égale à la différence entre la tension maximum d'origine et la somme des chutes de tension aux bornes de la source elle-même et aux bornes de la charge, soit 20 — — (10 + 5) = 5 volts.

La résistance de R_1 est donc égale à 5 : 0,1 = 50 ohms.

Le courant passant dans R_2 a une intensité égale à la différence entre l'intensité du courant débité par la source, soit 0,1 ampère, et l'intensité passant dans la charge (0,05 A). Cette différence est donc de 0,05 ampère. La tension à ses bornes est de 5 volts, puisqu'elle est placée en parallèle sur la charge.

La valeur ohmique de R_2 sera donc de 5 : 0,05 = = 100 ohms.

Il s'ensuit que, en plaçant une résistance de 50 ohms en série avec la source et une de 100 ohms en parallèle sur la charge, la tension aux bornes de celle-ci se trouvera réduite à 5 volts, tandis que l'intensité du courant restera toujours égale à 0,1 ampère.

De ce fait, tandis que la tension du signal appliqué à la charge est réduite à la moitié de sa valeur initiale, la charge totale fournie à la source reste constante.

La valeur totale des deux résistances en parallèle R_2 et R_L est de 50 ohms et la valeur résultante de la résistance R_1 en série avec la combinaison parallèle est de 50 + 50 = 100 ohms.

Ceci confirme donc que, après insertion de R_1 et R_2 dans le circuit, la résistance placée aux bornes de la source reste de même valeur, c'est-à-dire que la charge demeure constante.

L'Atténuateur en « T »

Dans le cas de l'atténuateur en « T » donné en exem-

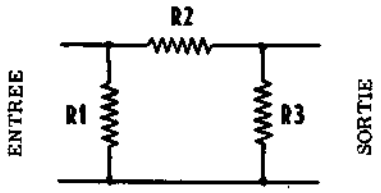


Fig. 6 A bis - Atténuateur en «pi» dit symétrique quand $R_1 = R_3$.

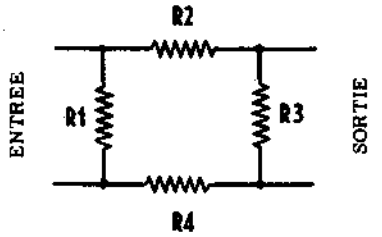


Fig. 6 A ter - Atténuateur en «O» dit symétrique quand $R_1 = R_3$ et $R_2 = R_4$.

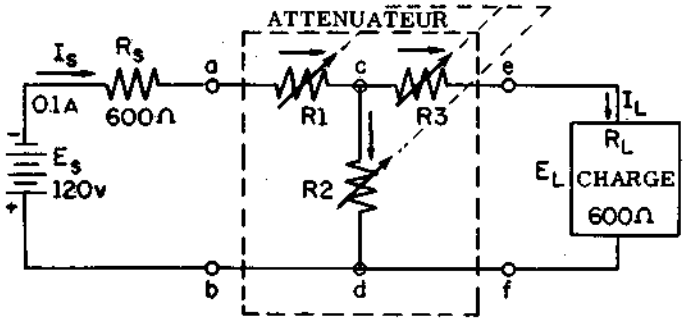


Fig. 6 B - Atténuateur en «T». Il possède la propriété de garder constante et égale la valeur de la résistance entre ses bornes a-b et e-f, pour n'importe quelles positions des résistances variables. La charge et la source sont interchangeables.

ple figure 6-B, nous avons $Rs = 600$ ohms et la tension de la source est de 120 volts. En outre, dans notre cas, l'atténuateur possède la caractéristique de réduire à la moitié de sa valeur initiale la tension appliquée à la charge. Le problème consiste à calculer les valeurs ohmiques de R_1, R_2 et R_3.

Avant que l'atténuateur soit placé dans le circuit l'intensité du courant passant dans la charge est égale à 120 : (600+600) = 0,1 ampère et la tension correspondante aux bornes de la charge est de 0,1 × 600 = 60 volts.

L'atténuateur aura pour effet de réduire cette tension à la moitié de sa valeur, soit 30 volts.

Le courant passant dans la charge avec une tension de 30 volts sera de: 30 : 600 = 0,05 A.

Du moment que l'intensité totale devra conserver sa valeur initiale, 0,1 ampère, l'intensité du courant passant dans R_2 devra être de 0,1 — 0,05 ampère.

La somme algébrique des tensions présentes aux bornes du circuit *dcefd* est égale à zéro et ces tensions peuvent être exprimées en fonction des intensités, des résistances et des tensions, de la manière suivante:

$$+ 0{,}05\ R_2 - 0{,}05\ R_3 - 30 = 0$$

et, puisque $R_1 = R_3$,

$$0{,}05\ R_2 - 0{,}05\ R_1 = 30$$

La somme algébrique des tensions dans le circuit *bacdb* est égale à zéro. Donc:

$$120 - 0{,}1 \times 600 - 0{,}1\ R_1 - 0{,}05\ R_2 = 0$$
$$0{,}05\ R_2 + 0{,}1\ R_1 = 60$$

En soustrayant la première équation de la seconde et en résolvant par rapport à R_1, on a:

$$\begin{array}{rrrr} 0.05\ R_2 & + 0.10\ R_1 & = & 60 \\ -0.05\ R_2 & + 0{,}05\ R_1 & = & -30 \\ \hline 0 & + 0.15\ R_1 & = & 30 \end{array}$$

d'où:

$$R_1 = \frac{30}{0.015} = 200 \text{ ohms} = R_3$$

En substituant la valeur de R_1 dans la première équation, on obtient:

$$0{,}05\ R_2 - 0.05\ (200) = 30$$
$$0.05\ R_2 = 40$$

d'où: $R_2 = 800$ ohms.

La résistance opposée au passage du courant entre les points *a* et *b* comprend la résistance de 600 ohms de la charge et la résistance de l'atténuateur *Ref*.

$$R_{ab} = R_1 + \frac{R_2\ (R_3 + R_L)}{R_2 + R_3 + R_L}$$

$$= 200 + \frac{800 + 200 + 600}{800\ (200 + 600)}$$

$$= 200 + 400 = 600 \text{ ohms}$$

La résistance s'opposant au passage du courant entre les points *e* et *f* comprend la résistance de 600 ohms de la charge et la résistance de l'atténuateur *Ref*.

$$R_{ef} = R_3 + \frac{R_3\ (R_1 + R_L)}{R_2 + R_3 + R_L}$$

$$= 200 + \frac{800\ (200 + 600)}{800 + 200 + 600}$$

$$= 200 + 400 = 600 \text{ ohms}$$

Donc *Ref* = *Rab* et l'atténuateur présente la même résistance aussi bien à la source qu'à la charge.

L'intensité de courant *Is* de la source est:

$$\frac{E_s}{R_s + R_{ab}} = \frac{120}{600 + 600} = 0.1 \text{ ampère}$$

La tension d'entrée *Eab* à l'atténuateur est:

$$I_s R_{ab} = 0{,}1 \times 600 = 60 \text{ volts}$$

La chute de tension aux bornes de R_1 est:

$$I_s R_1 = 0{,}1 \times 200 = 20 \text{ volts}$$

La chute de tension aux bornes de R_2 est:

$$I_2 R_2 = 0{,}05 \times 800 = 40 \text{ volts}$$

La chute de tension aux bornes de R_3 est:

$$I_3 R_3 = 0{,}05 \times 200 = 10 \text{ volts}$$

En conséquence la tension aux bornes de la charge est de:

$$40 - 10 = 30 \text{ volts}$$

CIRCUITS en PONT

Un circuit en pont classique est représenté dans la

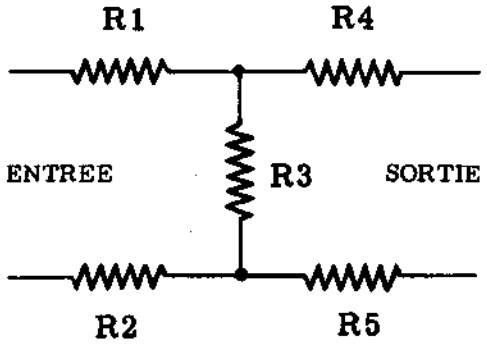


Fig. 6 B bis - Atténuateur en «H» dérivant du type en «T». Dans ce type d'atténuateur on doit avoir $R_1 = R_2 = R_4 = R_5$ et la valeur ohmique de ces résistances doit être égale à la moitié de $R_1 — R_3$ de la figure 6 B.

Fig. 7 - Circuit en pont classique. En appliquant la loi de Kirchhoff on peut déterminer les valeurs de E, I ou R.

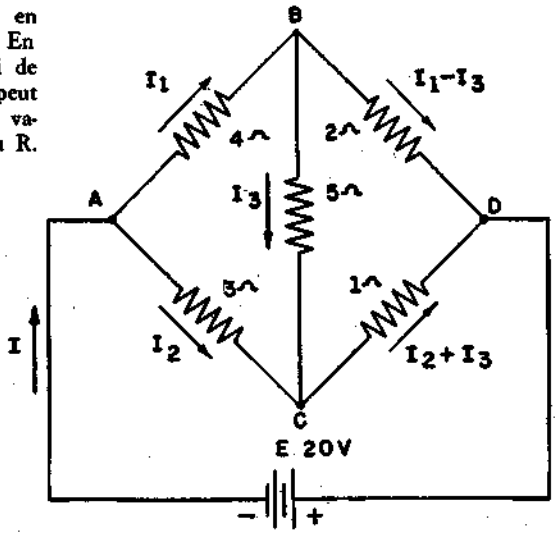


figure 7.Dans un tel circuit le courant suit, cela est évident, plusieurs voies différentes. En fait, le courant de ligne *I* se divise, à chacun des sommets (ou noeuds), en plusieurs branches dont les intensités sont I_1, I_2, etc. Il est important de noter qu'au point de jonction *A*, le courant *I* a une intensité égale à $I_1 + I_2$.

Nous verrons bientôt — dès le chapitre suivant et, avec plus de détails, dans la leçon n° 21 — comment un circuit en pont, connu sous le nom de *Pont de Wheatstone*, se révèle particulièrement utile pour la mesure des résistances dont la valeur est inconnue.

Pour l'étude du circuit de la figure 7, on peut réduire le nombre des courants connus en affectant une désignation particulière à tous les courants qui **entrent** dans un sommet et en désignant ceux qui en **sortent** sous la forme d'une fonction des précédents.

Un exemple peut être donné: au point *C* du circuit les courants qui entrent sont I_2 et I_3 et il en sort le courant $I_2 + I_3$ qu'il est inutile de désigner par le symbole I_4.

En utilisant la loi de Kirchhoff, on peut écrire autant d'équations qu'il y a d'inconnues à calculer. Chaque branche employée pour établir une équation ne devra comprendre que des éléments non inclus dans d'autres branches; chaque équation contiendra donc des rapports qui ne se trouveront dans aucune autre. Ces équations peuvent être regroupées en un système cohérent permettant de trouver les valeurs inconnues des courants.

Si nous voulions calculer les intensités des courants circulant dans un tel pont en employant seulement la loi d'Ohm, nous rencontrerions de grandes difficultés, mais — comme nous le verrons — il nous sera possible de déterminer toutes les valeurs de *E*, *I*, ou *R* en appliquant les lois de Kirchhoff.

Supposons une direction donnée du courant dans chacune des branches: elle sera indiquée par une flèche. Pour avoir un nombre minimum possible de courants inconnus, on considère que le courant *I* se divise au point *A* en I_1 et I_2. Le premier va vers le point *B* et l'autre vers le point *C*.

Le courant passant dans la branche *BC* est appelé I_3; tandis que celui passant dans *BD* est calculé en fonction de I_1 et I_3, c'est à dire $I_1 — I_3$.

Comme moyen de contrôle, on peut appliquer la loi de Kirchhoff sur l'intensité au point *D*, ce qui donne:

$$(I_1 — I_3) + (I_2 + I_3) = I_1 + I_2$$

qui est égale à l'intensité *IT* fournie par la pile.

Supposons que nous devions calculer l'intensité et la direction du courant dans la branche *BC* dont la résistance est de 5 ohms.

On applique la loi de Kirchhoff sur la tension au circuit tout entier et l'on obtient un nombre suffisant d'équations pour y inclure tous les courants inconnus.

Si l'on suit la direction présumée du courant, chaque résistance provoque une chute de tension et est négative; chaque source de tension est positive si elle favorise le passage du courant et négative si elle s'y oppose.

Si, par contre, on opère dans le sens contraire à la direction du courant, la chute de tension aux bornes d'une résistance est positive.

Donnons ci-dessous un exemple de solution d'un système d'équations dans lesquelles les valeurs ohmiques indiquées figurent sur le schéma de la figure 7.

Etablissons les équations suivantes:

Circuit *ABDEA*:	$-4I_1 — 2(I_1 — I_3) + 20 = 0$
En simplifiant:	$-4I_1 — 2I_1 + 2I_3 + 20 = 0$
(*Equation* 1)	$-6I_1 + 2I_3 + 20 = 0$
Circuit *ABDEA*:	$-3I_2 — 1(I_2 + I_3) + 20 = 0$
En simplifiant:	$-3I_2 — I_2 — I_3 + 20 = 0$
(*Equation* 2)	$-4I_2 — I_3 + 20 = 0$
Circuit *ABDEA*:	
(*Equation* 3)	$-4I_1 — 5I_3 + 3I_2 = 0$

Ceci étant posé, éliminons I_1 des équations 1 et 3 de la façon suivante:

Multiplier l'équation 1 par le nombre «2»	$-12I_1 + 4I_3 + 40 = 0$
Multiplier l'équation 3 par le nombre «3» et soustraire (en changeant donc tous les signes).	$+12I_1 + 15I_3 — 9I_2 = 0$
(*Equation* 4)	$19I_3 — 9I_2 + 40 = 0$

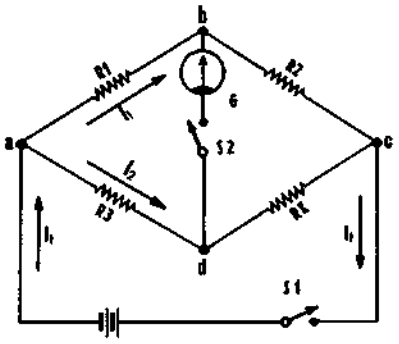


Fig. 8 - Application pratique du circuit en pont (Pont de Wheatstone) pour la mesure d'une résistance inconnue R. Si R_1, R_2 et R_3 sont choisies de telle sorte que l'instrument de mesure G reste au zéro, la résistance inconnue R_x sera égale à $(R_2 \times R_3) : R_1$.

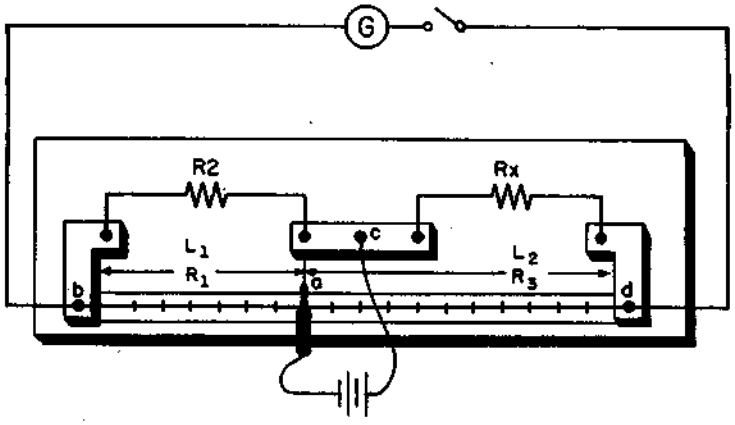


Fig. 9 - Variante du pont de Wheatstone précédemment illustré. Dans cette exécution, il est appelé plus exactement « pont à fil » étant donné que les résistances R1 et R3 sont formées par un fil résistant de longueur et le section uniformes sur lesquelles court un élément de contact dit curseur.

Eliminer I_3 des équations 2 et 4 comme suit:

Multiplier l'équation 2 par le nombre « 19 » . . . . $-76I_2 - 19I_3 + 380 = 0$

Ajouter l'équation 4 . . . $-9I_2 + 19I_3 + 40 = 0$

$$-85I_2 \qquad +420 = 0$$

$$I_2 = \frac{420}{85} = 4{,}941 \text{ ampères}$$

Substituer I_2 dans l'équation 2 . . . . . $-4\,(4{,}94) - I_3 + 20 = 0$

$$-19{,}76 - I_3 + 20 = 0$$
$$-I_3 = 19{,}76 - 20$$
$$I_3 = 0{,}236 \text{ ampère}$$

Substituer I_3 dans l'équation 1 . . . . . $-6I_1 + 2\,(0{,}236) + 20 = 0$

$$-6I_1 + 0{,}472 + 20 = 0$$
$$-6I_1 = -20{,}472$$
$$I_1 = 3{,}412 \text{ ampères}$$

Substituer toutes les valeurs notées dans l'équation 3 . . . . . $-4\,(3{,}412) - 5\,(0(236) + 3\,(4{,}94) = 0$

$$-13{,}648 - 1{,}18 + 14{,}82 = 0$$

Ainsi, après avoir trouvé les valeurs de I_1, I_2, et I_3, nous sommes assurés de l'exactitude de nos calculs par l'équation ci-dessus dont le premier membre est bien égal à zéro.

Le courant I_3 qui passe dans la résistance de 5 ohms a une intensité de 0,236 ampère et la direction présumée est bien exacte puisque sa valeur est positive.

Du moment qu'au point A nous avons:

$$I_T = I_1 + I_2 \quad e \quad I_T = 8{,}353 \text{ ampères}$$

on trouve que:

$$R_T = \frac{E_T}{I_T} \qquad R = \frac{20}{8{,}353} = 2{,}39 \text{ ohms approximativement}$$

Le PONT de WHEATSTONE

Puisque dans la leçon 21 nous décrivons un pont utilisé pour la mesure pratique des résistances (Pont de Wheatstone, dont nous avons déjà parlé), nous donnons ici un rapide examen de ce circuit particulier, dans le but de rendre plus facile l'analyse et l'utilisation de l'appareil de mesure.

Quand l'interrupteur S de la pile est fermé (figure 8), les électrons s'écoulent de l'extrémité négative de la batterie vers le point a. En ce point, le courant se divise, une partie passe dans R_1 et R_2 et l'autre dans R_3 et R_x. Les deux courants désignés par I_1 et I_2 se rejoignent au point c et retournent au pôle positif de la pile.

La valeur de I_1 dépend de la somme des résistances R_1 et R_2, et celle de I_2 de la somme de R_3 et R_x. Dans tous les cas, conformément à la loi d'Ohm, l'intensité est inversement proportionnelle à la résistance.

—R_1, R_2 et R_3 sont choisies de valeurs telles que, lorsque l'interrupteur S du galvanomètre est fermé, on ne constate aucune déviation de l'aiguille.

Lorsque le galvanomètre reste au zéro, cela signifie qu'il n'existe aucune différence de potentiel entre les points b et d ou, également, que la chute de tension (E_1) aux bornes de R_1 (entre les points a et b) est égale à la chute de tension (E_3) aux bornes de R_3 (entre les points a et d).

Un raisonnement analogue nous montre que les chutes de tension aux bornes de R_2 et R_x, c'est-à-dire E_2 et E_x, sont égales.

Ceci peut s'exprimer algébriquement:

$$E_1 = E_3 \text{ ou } I_1R_1 = I_2R_3;$$
$$E_2 = E_x \text{ ou } I_1R_2 = I_2R_x.$$

Divisons la chute de tension aux bornes de R_1 et de R_3 par la chute de tension aux bornes de R_2 et de R_x:

$$\frac{I_1R_1}{I_1R_2} = \frac{I_2R_3}{I_2R_x} \text{ simplifiant: } \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_x} \text{ donc: } R_x = \frac{R_2R_3}{R_1}$$

Pour réaliser un tel pont de mesure nous utiliserons pour R_1, R_2 et R_3 des résistances étalons dont les valeurs ohmiques sont exactement connues, il sera donc facile de déterminer la valeur R_x inconnue.

Nous verrons plus loin, dans notre réalisation pratique, que pour étendre les limites d'utilisation du pont de mesure, on utilise des résistances étalons de valeurs diverses pouvant être mises en service au moyen de commutateurs.

Leçon n° 20

MESURES du COURANT CONTINU

AUGMENTATION de la PORTEE d'un INSTRUMENT

Les instruments couramment employés en électronique doivent pouvoir mesurer des tensions continues d'une fraction de milliampère à 10 ampères ou davantage: ils permettent également la mesure des résistances avec divers calibres.

On peut, en principe, apporter diverses modifications aux circuits d'un instrument de mesure dans le but de l'adapter aux diverses sensibilités désirées, ce qui permet de disposer, ainsi, d'un instrument d'emploi pour ainsi dire universel; à moins, bien entendu, que pour des raison précises il soit nécessaire d'employer des instruments séparés pour les diverses mesures.

Si l'on tente de mesurer un courant plus grand que celui pour lequel l'appareil est prévu, on risque de lui causer de graves dommages: le courant excessif passant dans la bobine de l'instrument peut provoquer la rupture du fil de l'enroulement et, en outre, l'aiguille en déviant brutalement vers la droite vient heurter la butée de fin de course ce qui a pour effet de la tordre. Il faut donc, avant d'entreprendre une mesure, s'assurer que l'instrument pourra supporter sans dommages l'intensité du courant passant dans sa bobine.

Prenons un exemple: supposons qu'un instrument donnant une déviation totale pour 1 mA, dont la résistance interne est de 27 ohms, soit branché aux bornes d'une source de tension de 1 volt; 1 seul milliampère est nécessaire et suffisant pour la déviation totale de l'aiguille sur toute l'échelle. Quelle sera l'intensité du courant passant dans l'instrument dans notre cas?

Appliquons la loi d'Ohm; le courant dans un tel circuit aura une intensité égale à:

$$I = \frac{E}{R} = \frac{1}{27} = 0{,}037 \text{ ampères, soit } 37 \text{ milliampères}$$

plus grande que celle, suffisant à donner une déviation totale de l'aiguille, qui passera dans l'instrument et il est évident que celui-ci sera irrémédiablement endommagé.

Le circuit externe d'un instrument devra donc être prévu pour adapter celui-ci aux mesures des diverses tensions et intensités couramment rencontrées dans la pratique.

Cependant, pour employer l'instrument en *voltmètre on ajoute une résistance de valeur élevée en série,* ce qui a pour effet de réduire l'intensité du courant à une valeur admissible, même si l'instrument est relié à une source de tension élevée. Pour l'utiliser en *ampèremètre, on ajoute une résistance de faible valeur en parallèle,* dont l'effet est de fournir une seconde voie de passage au courant. Dans ce cas, une partie seulement du courant à mesurer passe dans l'instrument, l'autre partie passe dans la résistance mise en parallèle à ses bornes.

Résumons-nous: les méthodes à adopter pour modifier le circuit d'un instrument de mesure sont les suivantes:

1) Pour l'employer en voltmètre, brancher en série avec le cadre mobile une résistance de valeur élevée.
2) Pour l'employer en ampèremètre, brancher en parallèle sur la bobine mobile une résistance de faible valeur.

Voyons maintenant, d'une manière détaillée, comment calculer la résistance additionnelle, série ou parallèle, en tenant compte des caractéristiques de l'instrument de mesure disponible.

VOLTMETRE

Calcul de la résistance additionnelle au moyen de la loi d'Ohm

Pour trouver la valeur ohmique de la résistance série, nécessaire pour mesurer une tension donnée, il est nécessaire de connaître la sensibilité de l'instrument, sa résistance interne, et la valeur de la tension à mesurer, moyennant quoi il est possible d'effectuer le calcul en appliquant la loi d'Ohm.

On désire, par exemple, employer un instrument donnant une déviation totale pour une intensité de 1 mA, ayant une résistance interne de 27 ohms, pour mesurer une tension de 10 volts (au maximum de l'échelle) (voir **figure 1**).

Sachant que l'intensité maximum que l'instrument peut admettre est de 1 mA et que la tension maximum à mesurer est de 10 volts, la résistance totale du circuit devra être de:

$$R = \frac{E}{I} = \frac{10}{0{,}001} = 10\,000 \text{ ohms}$$

La résistance devant être placée en série avec l'instrument, étant beaucoup plus grande que sa résistance interne (27 ohms), cette dernière peut être négligée

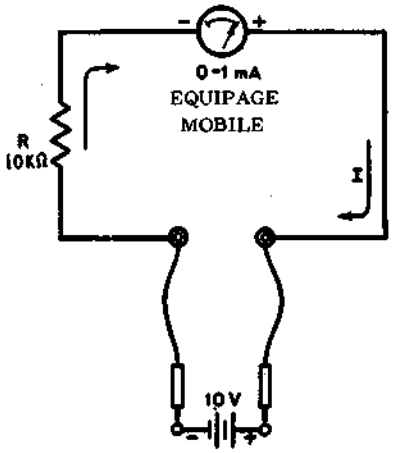


Fig. 1 - La résistance en série R limite, à sa juste valeur, le passage du courant à travers la bobine mobile.

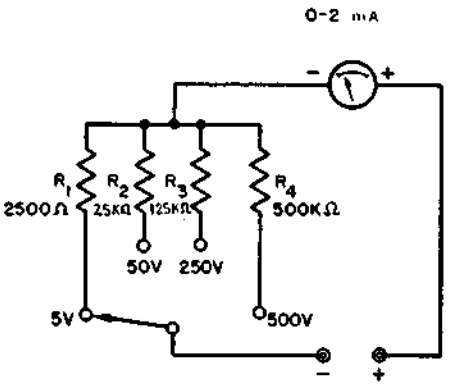


Fig. 2 A - En disposant de plusieurs résistances, chacune étant de valeur convenable, et en les plaçant à tour de rôle en série avec l'instrument, on peut réaliser un voltmètre à plusieurs sensibilités. Le choix se fait au moyen d'un contacteur.

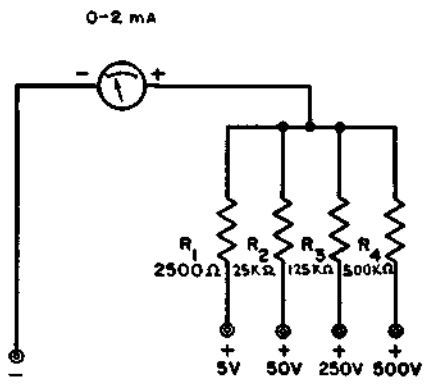


Fig. 2 B - Dans ce cas, on choisit la sensibilité en insérant une fiche dans la douille (+) convenable. L'autre fiche reste toujours placée dans la douille, (—).

et la résistance à brancher en série avec le milliampèremètre devra être de 10 000 ohms.

Il résulte de ce qui précède que, dans un circuit comportant une résistance de 10 000 ohms en série avec un appareil de mesure donnant sa déviation maximum pour une intensité de 1 mA, une tension de 10 volts appliquée à ses bornes fera dévier l'aiguille à fond d'échelle.

Ce voltmètre pourra donc mesurer une tension de 10 volts maximum sans aucun dommage et la résistance de 10 000 ohms placée en série avec l'appareil de mesure est appelée « résistance additionnelle » car elle permet d'étendre l'échelle de lecture des tensions.

L'échelle de lecture de l'instrument de mesure peut être graduée directement en volts; ainsi dans le cas ci-dessus, donné en exemple, une tension de 10 volts provoque la déviation totale de l'aiguille.

Si l'instrument est employé pour mesurer une tension de 5 volts, l'intensité du courant passant sera seulement de 0.5 milliampère. En effet, puisque $I = E : R$, on a $I = 5 : 10\,000 = 0{,}0005$ ampère $= 0.5$ mA. Cette valeur est égale à la moitié du courant maximum pouvant passer dans l'instrument, par suite la bobine produira un champ magnétique égal à la moitié de son champ maximum et l'aiguille déviera à moitié d'échelle où se trouvera la graduation marquée 5 volts.

La déviation au quart de la longueur de l'échelle correspondra, évidemment, à 2,5 volts et ainsi de suite.

Par cette méthode (résistance additionnelle), il est possible d'étendre les limites d'utilisation de l'instrument jusqu'à n'importe quelle valeur.

Supposons que nous voulions mesurer des tensions de 500 volts en fin d'échelle. Appliquons la loi d'Ohm pour calculer la résistance nécessaire pour limiter l'intensité passant dans l'instrument à sa valeur maximum admissible: si l'instrument est le même qui celui cité précédemment, déviation maximum pour 1 mA, la résistance additionnelle sera de:

$$R = \frac{E}{I} = \frac{500}{0.001} = 500\,000 \text{ ohms}$$

Ainsi, en plaçant en série avec l'instrument de mesure une résistance de 500 000 ohms, on pourra l'utiliser pour mesurer des tensions jusqu'à 500 volts; dans ce cas, l'intensité maximum du courant passant dans la bobine mobile et provoquant la déviation maximum sera toujours de 1 mA.

Calcul de la résistance additionnelle au moyen du facteur « ohm par volt »

On peut également calculer la valeur ohmique de la résistance à placer en série en se servant du facteur ohm/V (ohm par volt) qui exprime la sensibilité de l'instrument.

Puisque l'intensité du courant est donnée par $E : R$, le facteur ohm/V est égal à $R : E$ et la sensibilité en ohm par volt est donnée par:

$$\text{sensibilité en ohms/V} = \frac{1}{\text{sensibilité en courant}}$$

Par exemple, si un instrument donne sa déviation maximum pour une intensité de 1 mA, la résistance qui devra être branchée en série pour mesurer une tension de 1 volt sera: $R = E : I = 1 : 0{,}001 = 1\,000$, ce qui signifie qu'*un instrument donnant sa déviation pour une intensité de 1 mA a une sensibilité de 1 000 ohms par volt.*

Si l'on désire que cet instrument permette de lire 10 volts en fin d'échelle, on peut calculer la valeur ohmique de la résistance additionnelle à placer en série: la sensibilité étant de 1 000 ohms par volt, pour 10 volts la résistance additionnelle sera de $1\,000 \times 10 = 10\,000$ ohms, valeur que nous avions trouvée précédemment.

Cette indication de la sensibilité d'un instrument en *ohm/V* est couramment utilisée dans la pratique, car elle constitue le moyen le plus commode pour déterminer la valeur de la résistance additionnelle.

Si, par exemple, on désire mesurer une tension maximum de 300 volts avec un instrument ayant une sensibilité de 5000 ohms/V et une résistance interne de 75 ohms, il suffit de multiplier le facteur ohm/V par 300 pour trouver la valeur de la résistance devant être ajoutée en série, soit:

$300 \times 5\,000 = 1\,500\,000$ (soit 1.5 Mégohm)

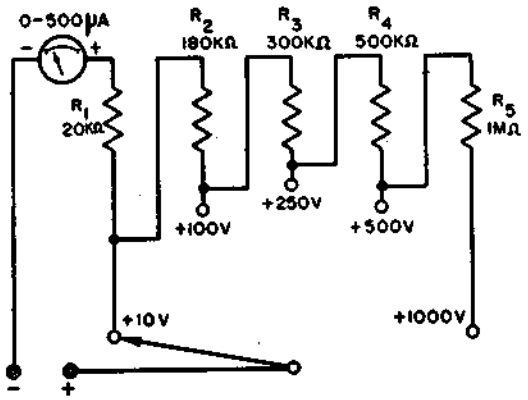


Fig. 2 C - Dans cette réalisation, les résistances donnant les diverses sensibilités sont toujours en série avec l'instrument, et également en série entre elles. Le choix se fait au moyen d'un contacteur.

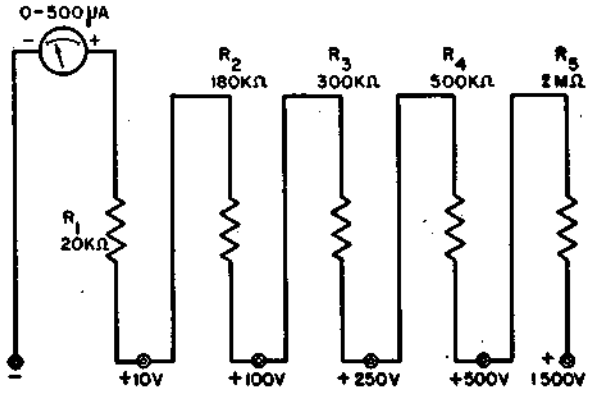


Fig. 2 D - Cette réalisation est analogue à celle de la figure précédente: le calcul des résistances est le même. Le choix de la sensibilité se fait au moyen de douilles et fiches.

Dans ce cas, ainsi que nous l'avons déjà dit, la résistance interne de l'instrument (75 ohms) pourra être négligée.

Pour conclure, l'emploi du facteur ohm/V constitue une méthode pratique pour déterminer la sensibilité d'un instrument de mesure. Plus faible sera l'intensité du courant provoquant la déviation totale de l'aiguille, plus grande sera la résistance devant être branchée en série pour mesurer chaque volt et, donc, plus grande sera la sensibilité.

Connaissant la sensibilité en ohm/V, il suffira de multiplier cette valeur par la tension maximum à mesurer (en fin d'échelle) pour trouver la valeur ohmique de la résistance additionnelle.

VOLTMETRES A PLUSIEURS SENSIBILITES

Résistances additionnelles séparées

Puisqu'en ajoutant une résistance additionnelle on peut faire varier la sensibilité d'un voltmètre, il est logique d'en déduire qu'en employant un certain nombre de résistances reliées à un contacteur ou à des prises comme cela est indiqué dans les **figures 2-A, B, C et D**, il sera possible de réaliser un voltmètre à plusieurs sensibilités (ou échelles de lecture).

Ainsi, par exemple, on désire réaliser un voltmètre à 5 sensibilités (ou calibres) commutables, la résistance interne de l'instrument étant de 18 ohms. Les sensibilités désirées sont 550, 250 et 500 volts au maximum de la déviation (figure 2-A).

La première opération consiste à trouver le facteur ohm/V.

La déviation totale de l'instrument étant obtenue pour une intensité de 2 mA, sa sensibilité en ohm/V sera de:

$$\text{ohm/V} = \frac{1}{\text{sensibilité en courant}} = 1:0{,}002 = 500 \text{ ohms/V}$$

La résistance additionnelle $R1$ pour l'échelle 5 volts sera de $500 \times 5 = 2\,500$ ohms; $R2$ pour l'échelle 50 volts sera de $500 \times 50 = 25\,000$ ohms; $R3$ pour l'échelle 250 volts, sera de $500 \times 250 = 125\,000$ ohms et, enfin, $R4$ pour l'échelle 500 volts aura pour valeur $500 \times \times 500 = 250\,000$ ohms.

Les résistances $R1$, $R2$, $R3$ et $R4$ sont reliées à un contacteur, comme dans la figure 2-A et chaque échelle peut être choisie en plaçant le contacteur dans la position convenable.

Dans la figure 2-B, les résistances sont reliées à des douilles distinctes remplaçant le contacteur de la figure précédente. L'extrémité négative de la source de tension à mesurer sera reliée à la douille négative commune, tandis que l'extrémité positive sera reliée à la douille positive correspondant à l'échelle de lecture désirée.

Résistances additionnelles en série

La figure 2-C illustre la réalisation d'un autre instrument avec résistances additionnelles en série et contacteur permettant de choisir la sensibilité désirée.

La figure 2-D schématise une réalisation dans laquelle le contacteur est remplacé par des prises auxquelles sont reliées les diverses résistances. Dans ce cas, comme nous l'avons dit plus haut, l'extrémité négative de le source de tension est reliée à la douille négative comme nous l'avons dit plus haut, l'extrémité négative de la des douilles positives correspondant à la sensibilité désirée.

Dans le cas où les résistances additionnelles sont toutes reliées en série, il faut calculer, tout d'abord, la valeur de $R1$, c'est-à-dire de la résistance prévue pour la tension la plus faible; on calcule, ensuite, la valeur de la résistance totale pour l'échelle suivante: de cette valeur on soustrait la résistance $R1$ ce qui donne la valeur de $R2$, et ainsi de suite.

Prenons un exemple:

Supposons (figure 2-C et 2-D) que nous voulions construire un voltmètre à 5 sensibilités en utilisant un instrument donnant sa déviation maximum pour une intensité de 0,5 mA, ayant une résistance interne de 55 ohms, les sensibilités désirées étant de 10, 100, 250, 500 et 1 500 volts.

L'intensité maximum admissible dans l'instrument

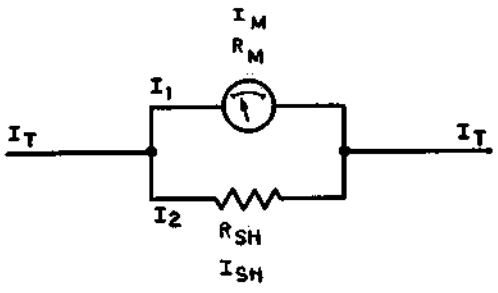


Fig. 3 A - Dans le cas d'un instrument pour la mesure des intensités (ampèremètre, milliampèremètre, ...) la résistance dérivant l'excès de courant doit être mise en parallèle sur l'instrument de mesure; elle prend, alors, le nom de « shunt ».

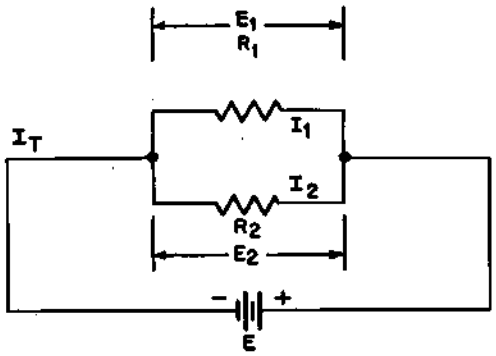


Fig. 3 B - La tension aux bornes des deux résistances en parallèle étant égale, l'intensité du courant passant dans chaque résistance est inversement proportionnelle à sa valeur ohmique.

étant de 0,5 mA, sa sensibilité en ohm/V est de 1 : : 0,0005, soit 2 000 ohms par volt.

La résistance additionnelle *R*1 pour la sensibilité 10 volts sera de 10 fois 2 000 ohms, soit 20 000 ohms.

Pour l'échelle 100 volts, la résistance additionnelle devra être de 100 fois 2000 ohms, soit 200000 ohms, mais, comme elle est en série, avec *R*1, sa valeur effective sera de 200 000 — 20 000 = 180 000 ohms.

Sur la sensibilité 100 volts, la résistance additionnelle totale sera égale à la somme des résistances *R*1 et *R*2, soit *R*1 + *R*2 = 20 000 ± 180 000 = 200 000 ohms qui est bien la valeur nécessaire déterminée par le calcul.

Pour la sensibilité 250 volts, la résistance additionnelle devra être égale à 250 fois 2 000 ohms, soit 500 000 ohms, dont une partie, 200 000, est déjà constituée par *R*1 et *R*2, et, par suite, *R*3 aura pour valeur 500 000 — 200 000 = 300 000 ohms.

Pour la sensibilité 500 volts, la résistance totale devra être de 1 000 000 ohms et *R*4 aura une valeur de 1 000 000 — 500 000 = 500 000 ohms puisqu'elle est en série avec *R*1, *R*2 et *R*3 dont la somme est égale à 500 000 ohms.

D'une manière identique, pour la sensibilité 1000 volts (figure 2-C) la valeur de *R*5 sera de 2 000 000 (valeur nécessaire) — 1 000 000 (valeur déjà en circuit) = = 1 000 000 ohms; tandis que pour la sensibilité 1 500 volts (figure 2-D), la valeur de *R*5 sera de 3 000 000 — — 1 000 000 = 2 000 000 ohms.

Types de résistances additionnelles

Les résistances additionnelles utilisées pour étendre les échelles de lecture des instruments de mesure peuvent être soit bobinées, soit au carbone.

Dans les instruments de haute précision, on utilise généralement des résistances bobinées ayant une précision de 0,1%; on peut toutefois employer des résistances au carbone (ou agglomérées) pourvu que leurs valeurs soient suffisamment précises. Les instruments de mesure plus courants utilisent des résistances agglomérées de bonne qualité donnant une précision suffisante pour les besoins de la pratique.

Il est d'ailleurs important de savoir que, en tous cas, les résistances en fil bobiné ne peuvent avoir des valeurs ohmiques excédant quelques dizaines de milliers d'ohms, ceci pour le simple fait que des résistances bobinées de valeurs plus élevées seraient trop encombrantes et d'un prix de revient prohibitif. Les valeurs ohmiques élevées sont donc obtenues par des résistances agglomérées et les divers fabricants, outre les modèles courants ayant des tolérances de 510 ou 20%, peuvent livrer des modèles spéciaux, particulièrement sélectionnés, ayant des tolérances de 1% ou moins, pouvant être employés dans les réalisations de voltmètres de précision.

AMPEREMETRE

Pour effectuer une mesure d'intensité, il est nécessaire d'interrompre le circuit et de brancher un ampèremètre entre les points de coupure, rétablissant ainsi la continuité du circuit à travers l'instrument.

Quand l'intensité du courant à mesurer est supérieure à celle que l'ampèremètre peut admettre, au maximum, on peut brancher une résistance de faible valeur ohmique en parallèle sur l'instrument, ce qui a pour effet de dévier une partie du courant (voir **figure 3-A**).

Les instruments de mesure étant habituellement des milliampèremètres ou des microampèremètres, on peut donc étendre leur domaine d'utilisation (mesure des intensités plus élevées) en employant ce qu'on appelle des « shunt », lesquels ne sont autres que des résistances de valeurs déterminées que l'on place **en parallèle**, c'est-à-dire en dérivation, sur la bobine mobile de l'instrument.

Intensité du courant passant dans des résistances en parallèle

Nous savons déjà que dans un circuit formé par deux résistances en parallèle, le courant se divise de manière telle que la plus grande partie (intensité maximum) passe dans la résistance dont la valeur ohmique est la plus faible, et vice-versa.

Il convient, à ce sujet, de revoir brièvement ce que nous avons déjà appris.

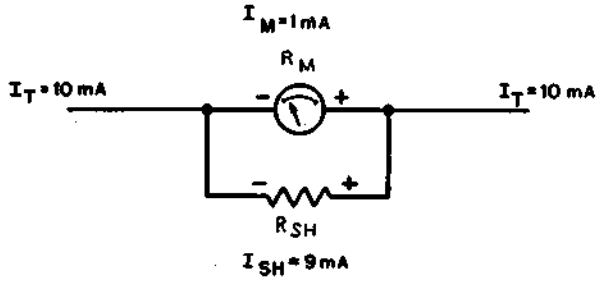


Fig. 4 - Si nous devons mesurer une intensité maximum de 10 mA avec un instrument donnant sa déviation maximum pour 1 mA, nous devrons prévoir un « shunt » dans lequel passeront les 9 mA en excédent.

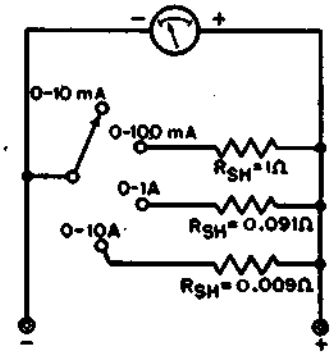


Fig. 5 - Tout comme dans le cas du voltmètre où, pour disposer de plusieurs sensibilités nous avons prévu de commuter des résistances additionnelles (en série), dans le cas d'un instrument destiné à la mesure des intensités, nous placerons des « shunts » de valeurs appropriées (en parallèle).

Si deux résistances $R1$ et $R2$ sont mises en parallèle, la tension à leurs bornes est identique pour toutes les deux, c'est-à-dire que $E1$ est égale à $E2$ (figure 3B).

D'autre part $E_1 = I_1 \times R_1$

et $E_2 = I_2 \times R_2$

Puisque $E_1 = E_2$, on a $I_1 \times R_1 = I_2 \times R_2$

et en transposant $\dfrac{I_1}{I_2} = \dfrac{R_2}{R_1}$

Cette équation démontre que, dans un circuit contenant deux résistances en parallèle, l'intensité passant dans chacune d'elles est inversement proportionnelle à sa valeur ohmique: si l'une d'entre elles a une valeur double de l'autre, l'intensité passant dans la résistance la plus élevée est exactement la moitié de celle passant dans la plus faible et, d'une manière analogue, si l'une des résistances a une valeur ohmique triple de celle de l'autre, l'intensité du courant qui la traverse est trois fois moindre.

Ceci est une conséquence de la loi d'Ohm qui exige que I fois R corresponde à la même tension E lorsque les résistances sont en parallèle.

Formule pour le calcul des « shunt »

Les circuits des figures 3-A et 3-B montrent l'analogie qui existe entre un circuit formé par deux résistances en parallèle et la combinaison résultant de la mise en parallèle d'une résistance sur la résistance interne propre d'un instrument de mesure.

La formule donnée plus haut peut être transformée ainsi:

$$R_1 = \frac{R_2 I_2}{I_2}$$

et, du moment que les deux circuits sont analogues, ci-dessous:

$$R_{SH} = \frac{R_M I_M}{I_{SH}}$$

dans laquelle R_{SH} est la résistance du « shunt », R_M celle de la bobine mobile (ou résistance interne de l'instrument), I_M l'intensité nécessaire pour faire dévier l'aiguille au maximum et I_{SH} l'intensité du courant devant passer dans le « shunt ».

Cette formule peut être employée pour le calcul de la résistance « shunt » devant être branchée aux bornes de l'instrument.

Supposons que nous désirions mesurer une intensité de 1 mA (maximum) avec un instrument donnant sa déviation totale pour 1 mA et dont la bobine mobile a une résistance de 27 ohms.

Cela signifie que, quand l'aiguille déviera en fin d'échelle, une intensité de 10 mA passera dans le circuit (voir **figure 4**). Du moment que l'équipage mobile ne peut admettre qu'une intensité maximum de 1 mA, le « shunt » doit permettre le passage de la différence, soit 9 milliampères.

Pour calculer la valeur ohmique du « shunt » nous utiliserons la formule donnant la valeur de R_{SH}.

$$R_{SH} = \frac{R_M I_M}{I_{SH}} = \frac{27 \times 0.001}{0{,}009} = 3 \text{ ohms}$$

La valeur donnée à I_{SH} représente l'intensité effective du courant passant dans le « shunt », c'est à dire 9 mA, correspondant au courant total moins celui passant dans l'instrument, et non pas au courant total qui, comme nous le savons, est de 10 mA.

Du moment que le « shunt » a une valeur ohmique égale au 1/9 de celle de la bobine mobile, l'intensité du courant qui le traverse est 9 fois plus grande que celle passant dans la bobine.

Si nous relions l'instrument à un circuit dans lequel passe un courant de 5 mA, celui-ci se divisera entre la bobine et le « shunt » dans un rapport de 1 à 9 et, par suite, il passera 0,5 mA dans la bobine et 4,5 mA dans le « shunt »; l'aiguille déviera jusqu'au milieu de l'échelle de lecture.

La déviation de l'aiguille sera, pour toutes les intensités comprises entre 0 et 10 mA, proportionnelle à l'intensité du courant passant dans la bobine mobile.

La résistance de l'équipage mobile devra toujours être prise en considération dans le calcul de la valeur

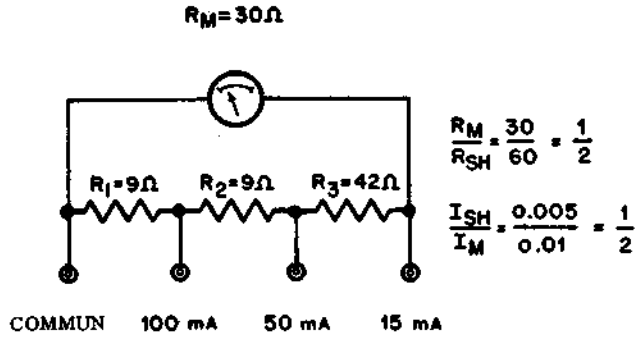


Fig. 6 A - On adopte très souvent les « shunts » multiples en circuit fermé; dans ce cas, suivant la sensibilité, une partie de la résistance totale est en parallèle sur l'instrument, l'autre partie étant en série. Sur le plus petit calibre, toute la résistance ($R_1 + R_2 + R_3$) est en parallèle.

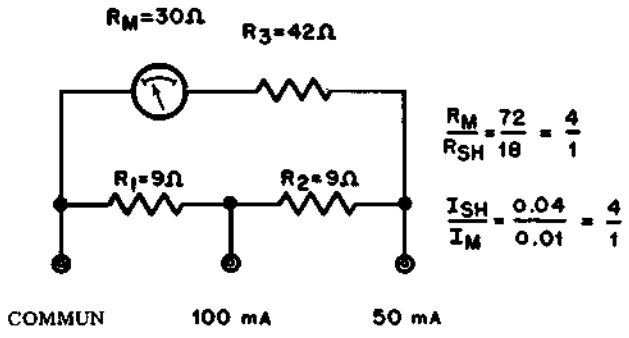


Fig. 6 B - Pour la sensibilité 50 mA, deux des résistances (R_1 et R_2) sont encore en parallèle sur l'instrument, R_3 étant en série avec la bobine mobile; il faut tenir compte de la valeur de cette dernière lors du calcul des résistances.

du « shunt », cela est évident, puisque la résistance interne de l'instrument figure en bonne place dans la formule permettant de calculer la valeur du « shunt ». Ceci n'était pas le cas, nous l'avons vu plus haut, dans le calcul de la résistance additionnelle pour les voltmètres. Ces résistances sont, en effet, d'une valeur suffisamment élevées pour que la résistance de la bobine mobile (toujours faible) puisse être négligée.

En électronique, les courants à mesurer ont une faible intensité, du moins en général; les « shunt » sont alors disposés à l'intérieur de l'instrument et sont réalisés en cuivre, nickel-chrome, argentan ou autres conducteurs de faibles résistances.

Au contraire, quand l'intensité du courant à mesurer dépasse 30 ampères, les « shunt » sont placés à l'extérieur de l'instrument pour éviter que la chaleur dégagée par le passage du courant n'endommage l'équipage mobile.

Pour de tels « shunt » de faibles résistances, on utilise des barres de cuivre ou de manganine qui ont un coefficient thermique relativement bas et qui peuvent supporter de très forts courants.

La résistance ohmique de ces « shunts » est très faible (très inférieure à 1 ohm); les connexions en font partie intégrante et toute variation de longueur influe sur la précision de la lecture.

Les AMPEREMETRES à SENSIBILITES MULTIPLES

« Shunts multiples »

Dans les ampèremètres à plusieurs sensibilités le passage d'une échelle à une autre peut être réalisé au moyen d'un contacteur (voir **figure 5**) ou au moyen de douilles tout comme nous l'avons vu, plus haut, pour les voltmètres.

Par exemple, si nous disposons d'un instrument donnant sa déviation totale pour une intensité de 10 mA et que nous voulions effectuer des mesures d'intensités de 0 à 10 mA, de 0 à 1 A et de 0 à 10 A, nous devrons réaliser le circuit de la figure 5.

Nous y voyons que pour la première gamme (0 à 10 mA) aucun « shunt » n'est nécessaire puisque, précisément, l'instrument donne sa déviation totale pour 10 mA.

Pour la deuxième gamme (de 0 à 100 mA), R_{SH} est égale à $R_M\ I_M : I_{SH}$, soit 9 fois le rapport 0,01 : 0,09, soit 1 ohm.

Pour la troisième gamme (de 0 à 1A), R_{SH} est égale à 9 fois le rapport 0,01 : 0,99, soit 0,091 ohm.

Pour la quatrième gamme, enfin, R_{SH} est égale à 9 fois le rapport 0,01 : 10, soit 0,009 ohm.

« Shunts » en circuit fermé ou en anneau

De nombreux modèles de milliampèremètres du commerce emploient des « shunts » à prises intermédiaires — appelés également « shunts » en anneau — au lieu de shunts séparés.

Dans ce système, une partie de la résistance se trouve en série avec l'équipage mobile, tandis que l'autre partie est reliée en parallèle (voir **figure 6**).

Par exemple, dans l'échelle la plus faible, de 0 à 15 mA, la résistance totale du « shunt », formée de *R1*, *R2* et *R3*, se trouve en parallèle sur la bobine mobile, comme nous le voyons dans la **figure 6-A.**

Pour l'échelle suivante — de 0 à 50 mA — *R3* se trouve placée en série avec l'instrument tandis que *R1* et *R2* sont en parallèle (voir figure **6-B**).

Enfin, dans l'échelle suivante — de 0 à 100 mA — *R2* et *R3* sont en série, tandis que *R1* est en parallèle sur le circuit constitué par l'instrument et les deux résistances *R2* et *R3*, ainsi que nous le voyons sur la figure **6-C**.

Le système de « shunts » en anneau présente un avantage sur les « shunts » séparés; en effet, étant donné qu'une partie de la résistance totale se trouve en série avec la bobine mobile de l'instrument de mesure, l'autre partie de la résistance qui se trouve en parallèle, et dont le rôle est d'absorber la plus grande partie du courant, ne devra plus être de valeur extrêmement faible, puisque cette valeur est proportionnelle à celle de l'ensemble bobine mobile plus résistance série.

Pour calculer les valeurs des « shunts » en anneau il est nécessaire de comprendre parfaitement les relations existant entre les résistances en parallèles, les résis-

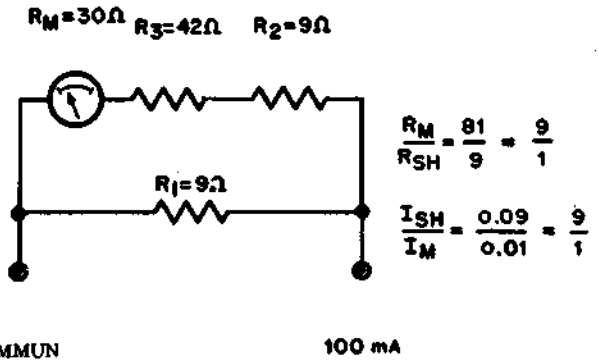


Fig. 6 C - Pour la sensibilité 100 mA, seule R_1 reste en « shunt »; elle se trouve en parallèle sur la bobine de l'instrument + R_3 + R_2. Ces deux résistances étant, en fait, en série avec l'instrument.

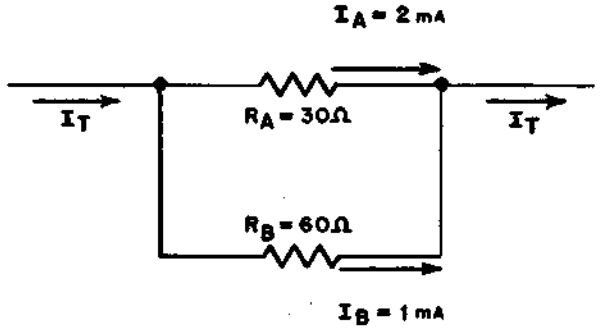


Fig. 7 - Si R_A a une valeur de 30 ohms et R_B de 60 ohms et si l'intensité totale du courant I_T est de 3 mA, il passera un tiers du courant (1 mA) dans la résistance la plus forte, deux tiers (2 mA) dans la résistance la plus faible.

tances en série et les intensités des courants.

Dans la figure 7, R_A est de 30 ohms, R_B de 60 ohms: elles sont en parallèle. Si un courant total de 3 mA passe dans le circuit, un tiers du courant, soit 30 : 90, passera dans la résistance de 60 ohms (la résistance la plus forte) et deux tiers, soit 60 : 90, dans la résistance de 30 ohms (résistance la plus faible). L'intensité de 2 mA passant dans la plus petite résistance R_A, est d'une valeur double de celle passant dans R_B.

Le rapport entre l'intensité du courant dans une branche et l'intensité totale est égal à celui qui existe entre la valeur ohmique de la résistance de la branche opposée et la somme des deux résistances (R_T).

Soit $$\frac{I_A}{I_T} = \frac{R_B}{R_T}$$

dans laquelle $R_T = R_A + R_B$ et $I_T = I_A + I_B$.

Ceci apparaît plus clairement en remplaçant les symboles par les valeurs réelles:

$$\frac{I_A}{I_T} = \frac{R_B}{R_T} = \frac{2}{3} = \frac{60}{90}$$

En multipliant les deux membres par R_T la formule devient:

$$R_B = \frac{R_T I_A}{I_T}$$

Pour employer cette formule pour le calcul du «shunt» d'un instrument, supposons que les deux résistances en parallèle représentent respectivement une bobine mobile et son « shunt ».

Dans ce cas, R_B sera remplacé par R_{SH} et I_A par I_M, et la formule est la suivante:

$$R_{SH} = \frac{R_T I_M}{I_T}$$

Pour résoudre les problèmes concernant les « shunts » à anneaux, on trouve avant tout la valeur du « shunt » en entier avec la formule suivante:

$$R_{SH} = I_M R_M : I_{SH}$$

et les « shunts » individuels formant l'anneau sont calculés, au contraire, suivant la formule:

$$R_{SH} = \frac{R_T I_M}{I_T}$$

A titre d'exemple, effectuons le calcul des résistances constituant le « shunt » en anneau de la figure 6.

L'instrument donne sa déviation maximum pour une intensité de 10 mA et sa bobine mobile a une résistance de 30 ohms.

Il faut, tout d'abord, calculer la valeur du « shunt » tout entier, soit $R1 + R2 + R3$.

Dans la sensibilité 15 mA, toutes les résistances sont en série ($R1 + R2 + R3$) et l'ensemble est en parallèle sur la bobine mobile.

En écrivant la formule du « shunt », il vient:

$$R_{SH} = \frac{I_M R_M}{I_{SH}} = \frac{0{,}01 \times 30}{0{,}005} = 60 \text{ ohms}$$

donc $R1 + R2 + R3$ est égal à 60 ohms.

Connaissant ainsi la valeur totale du « shunt », il est possible de calculer R_T qui nous permettra de trouver les valeurs ohmiques individuelles des résistances présentes dans le circuit en anneau. Il convient de se rappeler que par R_T on doit comprendre la somme du « shunt » total plus la résistance interne de l'instrument.

Le « shunt », comme nous venons de le voir, a une résistance de 60 ohms et la bobine mobile de 30 ohms; R_T est donc égale à 90 ohms.

On peut alors calculer la valeur du « shunt » pour l'échelle la plus grande (0 à 100 mA): pour cette sensibilité, le « shunt » est constitué par la résistance $R1$, comme le montre la figure 6-C; en écrivant la formule du « shunt » en anneau, il vient:

$$R_1 = \frac{R_T I_M}{I_T} = \frac{90 \times 0{,}01}{0{,}1} = 9 \text{ ohms}$$

et par $R1 + R2$ (voir figure 6-B)

$$R_1 + R_2 = \frac{R_T I_M}{I_T} = \frac{90 \times 0{,}01}{0{,}05} = 18 \text{ ohms}$$

Puisque $R1 = 9$ ohms et $R1 + R2 = 18$ ohms, il est évident que $R2 = 9$ ohms et la troisième résistance, $R3$, aura pour valeur la différence entre 60 et 18, soit 42 ohms.

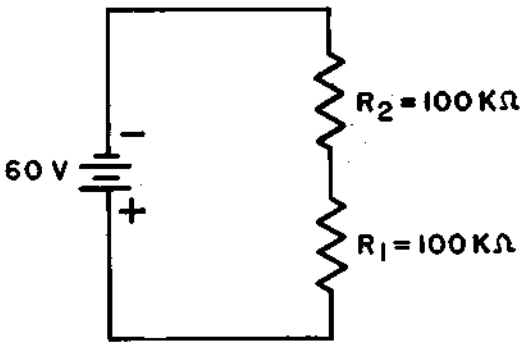


Fig. 8 A - Si une tension de 60 volts est appliquée à un circuit formé de deux résistances de valeurs égales (100 kΩ) en série entre elles, nous aurons, évidemment, une tension de 30 volts aux bornes de chacune.

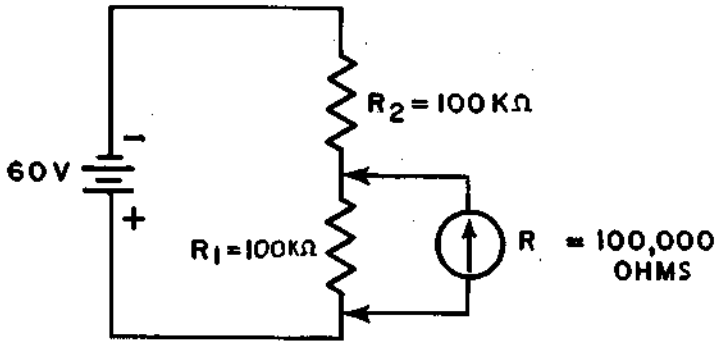


Fig. 8 B - Si nous branchons aux bornes d'une des résistances un voltmètre ayant une résistance peu élevée, la tension ne sera plus de 30 volts, elle aura une valeur plus faible en raison de l'amortissement créé par l'appareil de mesure.

INSTRUMENTS à RESISTANCE ELEVEE

Si nous utilisons un instrument à faible résistance pour mesurer une tension présente aux bornes d'une résistance de grande valeur ohmique, il est probable que les conditions de fonctionnement du circuit se trouveront perturbées et que la lecture, ainsi faite, sera inexacte.

Exemple: dans la figure 8-A, deux résistances de 100 000 ohms sont reliées en série entre elles et placées en parallèle sur une source de tension de 60 volts. Les deux résistances étant égales, nous devrons avoir une tension de 30 volts aux bornes de chacune d'entre elles.

Supposons, alors, que nous branchions un instrument de mesure ayant une résistance de 1 000 ohms par volt aux bornes de *R1* (l'instrument étant mis sur la sensibilité 100 volts) comme indiqué dans la figure 8-B. Dans ce cas, nous aurons une résistance de 100 000 ohms en série avec la bobine de l'instrument (100 V × × 1 000).

Lorsque l'instrument sera branché aux bornes de *R1*, une résistance de 100 000 ohms se trouvera donc mise en parallèle sur *R1* et la résistance effective sera de 50 000 ohms .Cette diminution de résistance provoquera, dans le même temps, une distribution différente des tensions dans le circuit.

En effet, la résistance totale qui était de 200 000 ohms à l'origine, tombera à 150 000 ohms et la résistance R2 formera alors les 2/3 de la résistance totale en série dans le circuit. Nous aurons donc une tension de 40 volts à ses bornes — les 2/3 de la tension totale — tandis que la tension aux bornes du circuit parallèle formé par *R1* et la résistance interne de l'instrument, sera de 20 volts seulement.

L'instrument de mesure indique toujours la tension présente à ses bornes, dans ce cas égale à 20 volts, mais dès qu'il est détaché du circuit, la tension aux bornes de *R1* sera à nouveau de 3 volts.

Nous pouvons en déduire que si la résistance interne d'un voltmètre est trop faible par rapport à celle de l'élément aux bornes duquel on désire mesurer la tension, la lecture faite sera inexacte.

Nous obtiendrons, par contre, *une lecture plus précise en employant un instrument de mesure plus sensible ayant une résistance additionnelle de valeur plus élevée.*

Ainsi, un instrument faisant 20 000 ohms par volt a sur l'échelle 100 volts, une résistance en série de 2 000 000 ohms et quand une telle résistance est placée sur *R1*, qui a pour valeur 100 000 ohms, celle-ci n'en est pratiquement pas affectée et la tension à ses bornes est toujours très voisine de 30 volts; cet instrument donne donc une lecture correcte.

En conclusion, plus l'instrument de mesure sera sensible, plus forte devra être la valeur de la résistance additionnelle pour une échelle donnée et, en conséquence, moins grandes seront les perturbations apportées au circuit à mesurer, ce qui permettra de faire des lectures plus exactes.

Lorsqu'on ne dispose que d'un instrument de mesure ayant une faible résistance pour effectuer des mesures de tensions dans un circuit comportant des résistances élevées, il faut tenir compte de l'effet de « shunt » que produit la mise en parallèle de l'instrument sur l'élément du circuit.

Cet effet peut être réduit au minimum en effectuant la mesure avec le voltmètre commuté sur l'échelle de tension la plus élevée; dans ce cas, la déviation de l'aiguille sera peu importante, mais la résistance additionnelle de l'instrument étant de valeur plus grande, les perturbations apportées au circuit seront moins graves. Toutefois, si dans ce cas l'effet de « shunt » est minimum, la précision de la lecture sera moins bonne en raison de la faible déviation de l'aiguille, car, ainsi que nous l'avons vu précédemment, les lectures sont plus précises lorsqu'elles sont faites en bout d'échelle.

UTILISATION des INSTRUMENTS

On peut employer une autre méthode pour mesurer des tensions plus élevées que celles pouvant être normalement supportées par l'instrument: elle consiste à utiliser un diviseur de tensions formé de 10 résistances de même valeur en série. Ces résistances doivent avoir une valeur ohmique de l'ordre de 1 Mégohm de

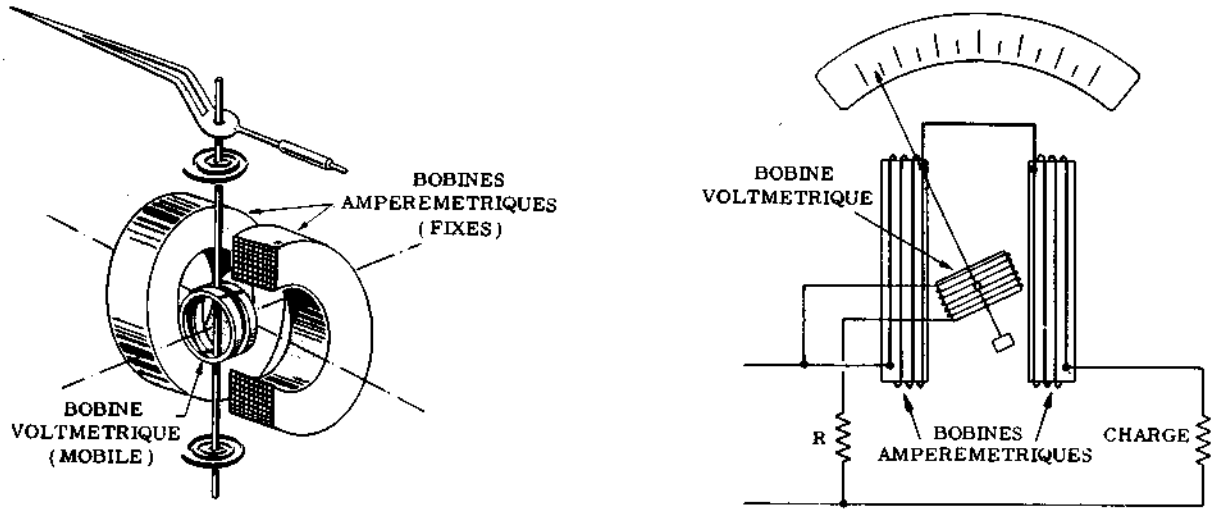


Fig. 9 - Aspect de la construction (à gauche) d'un wattmètre et schéma électrique correspondant (à droite).

manière à n'absorber qu'une quantité infime de courant.

Ce diviseur est branché en parallèle sur les bornes de la tension à mesurer et la mesure est faite aux bornes d'une des résistances du diviseur. La tension indiquée par l'instrument est, alors, égale au dixième de la tension réelle et il suffit de la multiplier par 10 pour obtenir la valeur de la tension à mesurer.

L'ampèremètre, à la différence du voltmètre, doit avoir une faible résistance pour éviter de perturber le circuit.

Si un ampèremètre est placé dans un circuit ayant une très faible résistance, il réduira d'une manière sensible l'intensité du courant passant normalement dans le circuit. Par contre, quand la résistance de l'instrument est petite au regard de la résistance du circuit, son effet est négligeable et la mesure effectuée sera plus précise.

Le technicien, au cours de dépannages, fait rarement des mesures d'intensité, car celles-ci nécessitent l'ouverture du circuit, ce qui n'est pas toujours commode. En fait, il est possible d'obtenir des indications suffisantes en se bornant à mesurer les tensions et les résistances pour déterminer les causes de la panne.

Lorsque cela est nécessaire, l'intensité d'un courant peut être calculée en mesurant la tension et la résistance et en employant la formule de la loi d'Ohm, $I = E : R$.

Lorsqu'on désire mesurer une intensité et que l'on ne dispose pas d'un instrument propre à l'effectuer, il est généralement plus simple de la calculer par le moyen indiqué ci-dessus, plutôt que de fabriquer un « shunt » de valeur appropriée. Pour cela, il suffit de placer en série dans le circuit une résistance de faible valeur connue, de mesurer la chute de tension à ses bornes et de calculer l'intensité du courant au moyen de la loi d'Ohm. La valeur ohmique de la résistance placée dans le circuit, pour la mesure, doit être faible (moins du dixième de la valeur de la résistance du circuit lui-même) car, dans le cas contraire, la mesure serait inexacte.

PRECAUTIONS à PRENDRE LORS de l'UTILISATION des VOLTMETRES et AMPEREMETRES

La résistance interne d'un instrument destiné à la mesure des intensités étant très faible, il convient de prendre certaines précautions lors de son utilisation. En effet, de graves dommages peuvent lui être causés s'il est branché, sans précautions spéciales, aux bornes d'une source de tension.

Il ne faut jamais brancher un ampèremètre, et encore moins un milliampèremètre, aux bornes d'une batterie ou d'une résistance; il faut pratiquer une coupure dans le circuit et brancher l'instrument **en série**, de manière que chaque borne de l'instrument soit connectée à une des extrémités de la coupure ainsi pratiquée, en respectant la polarité, dans le cas du courant continu, pour éviter que l'aiguille ne dévie violemment dans le sens opposé à celui de la lecture (vers la gauche).

Par contre, les voltmètres doivent être branchés en parallèle sur le circuit ou sur un des éléments, pour mesurer les tensions.

Les règles suivantes devront être observées lors de l'emploi des voltmètres ou des ampèremètres:

1) Pour mesurer une valeur (tension ou intensité) inconnue, commencer toujours par l'échelle (le calibre) la plus élevée de l'instrument et passer graduellement sur des calibres inférieurs jusqu'à obtenir une lecture se situant le plus près possible de l'extrémité d'une échelle, sans toutefois la dépasser.

Cette méthode protège l'instrument de tous dommages qui pourraient lui être causés en tentant de mesurer une valeur plus forte que celle pour laquelle est prévue une échelle donnée.

2) Observer la polarité. Les bornes de l'instrument sont généralement indiquées, soit par une couleur (*rouge*, pour la borne positive et *noire* pour la négative), soit au moyen des signes + ou —

Cette recommandation ne concerne, évidemment, que les mesures faites en courant continu.

Leçon n° 21

SYMBOLES - ABREVIATIONS

ohm/volt = ohm par volt. facteur qui indique la sensibilité d'un instrument à bobine mobile.

f.s = extrémité d'échelle: indique la portée maximum d'un instrument, lorsque l'indice se dirige vers l'extrémité droite de l'échelle (de l'anglais: full scale).

R_i = Résistance interne.

R_m = Résistance interne d'un instrument.

R_s = Résistance interne d'une source.

R_{sh} = Résistance d'un « shunt ».

R_{add} = Résistance additionnelle.

I_m = Portée extrémité d'échelle d'un instrument en (mA).

I_{sh} = Intensité de courant à travers un « shunt ».

FORMULES

$$\text{Sensibilité en ohm/volt} = \frac{1}{\text{I extrémité échelle}}$$

Pour augmenter la portée voltmétrique d'un instrument:

$$R_{add} = \frac{\text{I f.s. (de l'instrument)}}{\text{volt f.s. (à obtenir)}} - R_m$$

ou bien

$$= (\text{volt f.s. à obtenir} \times \text{fact. ohm/volt}) - R_m$$

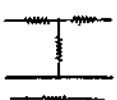
Pour augmenter la portée ampèremétrique d'un instrument

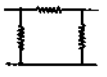
$$R_{sh} = \frac{R_m \times I_m}{I_{sh}}$$

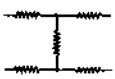
SYMBOLES SCHEMATIQUES

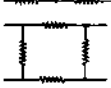

= Résistance variable ou semi-fixe


= Atténuateur en «L»


= Atténuateur en «T»


= Atténuateur en «π»


= Atténuateur en «H»


= Atténuateur en «O»


= Circuit en pont

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 19 et 20

N. 1 — Trois résistances, *R*1 de 60 ohms, *R*2 de 50 ohms et *R*3 de 40 ohms, sont reliées en parallèle sur une source de tension de 120 volts. Trouver: a) La résistance totale; b) L'intensité totale du courant; c) L'intensité du courant passant dans chaque résistance.

N. 2 — En appliquant la loi de Kirchhoff pour la tension à un circuit en série, comment peut-on déterminer le signe algébrique de la f.e.m. de la source et celui de la d.d.p. aux bornes de la charge?

N. 3 — Si le sens supposé du courant est faussé, comment cette erreur se répercute-t-elle sur le résultat lorsqu'on applique la loi de Kirchhoff pour calculer l'intensité du courant apparaissant dans un circuit-série?

N. 4 — Dans la figure 4 de la Leçon 19, si *Es* est égale à 300 volts, l'intensité passant dans la résistance *A* est de 10 milliampères, les tensions aux bornes des charges sont, de gauche à droite, respectivement de 50, 100 et 200 volts et les intensités correspondantes sont 5, 10 et 20 milliampères: trouver les valeurs ohmiques de *A*, *B*, *C* et *D*.

N. 5 — Supposons que dans la figure 5 (Leçon 19), *R*4, *R*5, *R*6 et *R*7 ont chacune une valeur de 10 kΩ et que les courants dans les charges *R*1, *R*2 et *R*3 soient respectivement de 4, 6 et 8 milliampères. Si la tension *Es* est de 600 volts, trouver: a) l'intensité des courants passant dans *R*5, *R*6 et *R*7. b) Les tensions aux bornes de *R*1, *R*2 et *R*3.

N. 6 — Quelles sont les fonctions d'un atténuateur?

N. 7 — Dans l'atténuateur en « L » de la figure 6-A (Leçon 19), quelle est la relation entre *Rs* et la résistance présente entre *A* et *B*? En outre, si *Rs* et R_L ont toutes deux une valeur de 200 ohms, E_S = 40 volts, I_S = 0,1 ampère et E_L = 4 volts, trouver les valeurs de *R*1 et de *R*2.

N. 8 — Dans l'atténuateur en « T » de la figure 6-B (Leçon 19), quelle est la relation entre la résistance présente entre les bornes *a* et *b* et celle entre *e* et *f*? En outre, si *Rs* et R_L ont toutes deux une valeur de 60 ohms, *Es* étant de 120 volts, *Is* de 1 ampère et E_L de 30 volts, trouver les valeurs de *R*1 et de *R*2.

N. 9 — Dans la figure 7 (Leçon 19), la résistance *AB* étant de 4 ohms, *BC* de 2 ohms, *AC* de 8 ohms, *BD* de 28 ohms et *CD* de 6 ohms; si, par ailleurs, le courant total fourni par la batterie a une intensité de 5 ampères, trouver l'intensité du courant passant dans *AB* (*I*1) et celle passant dans *BC* (*I*3).

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 139

N. 1 —

Volt, ampère, ohm et watt.

N. 2 —

$$I = \frac{E}{R}$$

N. 3 —

Une diminution de 0,5 ampère.

N. 4 —

(a) $E = IR$ (b) $R = \frac{E}{I}$

N. 5 —

La puissance est le rapport entre le travail et le temps.

N. 6 —

(a) $P = EI$ (b) $P = \frac{E^2}{R}$ (c) $P = I^2R$.

N. 7 —

80 watts.

N. 8 —

Une augmentation de 25 watts.

N. 9 —

Non. L'intensité d'un courant dans un circuit - série est constante en tous les points.

N. 10 —

Non. Deux résistances en parallèle ont la même d.d.p. à leurs bornes.

N. 11 —

(a) $W = EIt$ (b) $W = \frac{E^2}{R}t$ (c) $W = I^2Rt$ (d) $W = QE$.

(E en volts, I en ampères, W en watts et t en heures).

N. 12 —

10 ampères.

N. 13 —

240 watts-heure.

N. 14 —

112 volts.

N. 15 —

0,5 ampère.

N. 16 —

Non, parce que la résistance du filament varie avec la température; si celle-ci augmente, la résistance *R* augmente aussi.

N. 17 —

Il faut que toutes les lampes fonctionnent sous la même intensité de courant.

N. 18 —

Il faut que toutes les lampes fonctionnent sous la même tension.

CONSTRUCTION d'un PONT de WHEATSTONE

Pour éviter que cette première partie de notre Cours ne paraisse trop aride à nos lecteurs, et que, en d'autres termes, à l'exposé théorique nécessaire soient joints des projets de réalisations pratiques, nous avons déjà proposé — dès la 9.ème leçon — deux réalisations très simples de récepteurs de radio.

C'est dans un même but que nous allons décrire — dans les pages qui suivent — un premier appareil de mesure très simple. Toutefois, alors que les deux récepteurs précédemment décrits étaient destinés à être démontés après essais (pour récupérer les pièces nécessaires à d'autres montages), l'appareil de mesure décrit ici est définitif et fera partie de l'équipement de votre laboratoire.

Disons de suite que l'appareil de mesure dont il s'agit n'entre pas dans la catégorie de ceux dont l'usage est particulièrement fréquent et de ceux qui sont bien connus, tels que les multimètres, les oscillateurs ou hétérodynes, les lampemètres, etc... que nous décrirons bientôt en détail. Il s'agit d'un appareil que l'on emploiera moins fréquemment mais qu'il est, toutefois, très utile de posséder car il peut servir de base à de nombreuses autres réalisations. Nous pouvons dire que le pont de mesure est l'instrument indispensable à la construction éventuelle de tous les autres instruments. Etant donné que la dépense est peu élevée, en comparaison des grands services qu'il peut rendre, nous en conseillons vivement la construction à tous ceux qui ont l'intention, plus tard, de monter d'autres appareils de mesure.

Précisons, également, que l'on peut réaliser un « pont » permettant d'effectuer diverses sortes de mesures (inductances, capacités, résistances), mais pour cette réalisation nous avons préféré décrire un pont de grande précision pour la seule mesure des résistances, étant entendu que, par la suite nous décrirons un pont de mesure pour les trois éléments cités plus haut qui, de toute évidence, nécessitera une dépense plus importante. Nos lecteurs pourrons ainsi choisir le type en fonction de l'utilisation prévue, mais nous estimons que la construction de ce premier pont de précision est fortement à conseiller.

Le PONT de WHEATSTONE

Nous avons déjà donné, dans la 19.ème leçon, la théorie complète du fonctionnement des ponts. Examinons maintenant la **figure 1** donnant le schéma du pont qui nous intéresse, c'est-à-dire du pont de Wheatstone. Nous voyons, de prime abord, que — comme du reste tous les autres circuits en pont — il comprend une source de tension, un instrument indicateur de courant, quelques éléments « étalons » de précision connue et deux bornes auxquelles est connecté le composant (dans notre cas la résistance) dont on doit mesurer la valeur.

La source d'énergie est constituée par une pile sè-

che; l'instrument de mesure est un galvanomètre de

grande sensibilité, du type à zéro central, c'est-à-dire dont l'aiguille se trouve au milieu de l'échelle quand la bobine n'est parcourue par aucun courant (position de repos); les éléments étalons sont constitués par une série de résistances bobinées dont les valeurs sont connues avec précision.

Cette figure montre le principe de fonctionnement. Le circuit est constitué par quatre résistances: *Ra* (de valeur ohmique connue), *Rb* (également de valeur connue et choisie en fonction de *Ra*), *Rs* (résistance standard de valeur réglable) et *Rx* (résistance inconnue à mesurer)

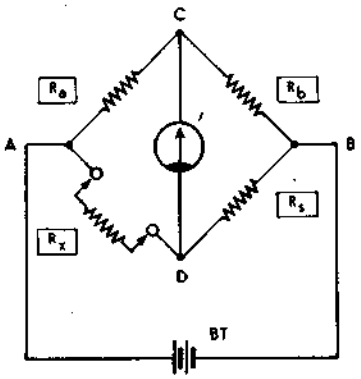


Fig. 1 - Schéma de principe du Pont de Wheatstone. Trois éléments sont connus (Ra, Rb, Rc), un élément est inconnu: Rx. La source de tension est BT et l'instrument indique l'équilibre.

La pile *BT* fournit un courant continu qui est appliqué au circuit aux points *A* et *B* et qui passe dans les deux circuits en parallèle, l'un sur l'autre, formé par *Ra*/*Rb* et *Rs*/*Rx* respectivement en série entre elles. Le galvanomètre est branché entre les points *C* et *D*, son rôle étant de mesurer la différence de potentiel existant entre ces deux points.

Quelles que soient les valeurs ohmiques de *Ra* et *Rb*, il doit exister un certain rapport entre elles (par exemple ce rapport sera choisi égal à 10 et, dans ce cas, si *Ra* vaut 1 ohm, *Rb* devra être égale à 10 ohms). Si le même rapport existe entre *Rs* et *Rx* (si, par exemple, leurs valeurs respectives sont égales à 30 et à 3 ohms, dans ce cas 30 : 3 = 10) le point *D* sera au même potentiel que le point *C*. En conséquence, aucun courant ne passera dans le galvanomètre et l'aiguille restera immobile: le point sera « équilibré ». N'importe quelle variation survenant dans la valeur d'une des quatre résistances entraînera la rupture de cet équilibre et provoquera le passage d'un courant dans l'instrument.

Ra et *Rb* sont appellées « bras de rapport », tandis que *Rs* (résistance étalon ou de « comparaison ») est le bras dont on ajuste la résistance pour obtenir l'équilibre suivant la valeur de *Rx*. Si les deux rapports sont égaux, la chute de tension aux bornes de *Ra* est égale à celle aux bornes de *Rx*; il en est de même en ce qui concerne les résistances *Rb* et *Rs*.

La condition nécessaire pour réaliser l'équilibre du pont est donc que *Ra* : *Rb* soit égal à *Rx* : *Rs*, ou bien que *Rb* : *Ra* soit égal à *Rs* : *Rx*. En appliquant la loi sur les proportions nous aurons, dans tous les cas:

$$Rx = \frac{Ra \times Rs}{Rb}$$

On peut, pour obtenir diverses échelles de mesures, faire varier les valeurs de *Ra* et de *Rb* pour obtenir des rapports différents. De fait, si nous donnons, par exemple, à *Ra* une valeur de 10 ohms et à *Rb* celle de 10 000 ohms, leur rapport sera égal à 10 : 10 000 = = 1/1 000; dans ces conditions, le pont ne sera équilibré que lorsque la valeur de *Rx* sera égale au 1/1000 de celle de *Rs*. Si, au contraire, *Ra* vaut 1000 ohms et *Rb*, 10 ohms, leur rapport sera égal à 1000 : 10 = 100, et le pont sera en équilibre seulement lorsque *Rx* sera égale à 100 fois *Rs*.

En prévoyant donc divers rapports intermédiaires — et en pouvant faire varier *Rs* dans de grandes limites, progressivement et régulièrement — il nous sera possible d'effectuer des mesures très précises depuis une fraction d'ohm, jusqu'à des valeurs pouvant atteindre plusieurs centaines de milliers d'ohms. Naturellement, la précision de l'appareil est étroitement liée à la qualité de la résistance étalon, à la résistance des connexions et des différents contacts qui doit être très faible pour ne pas fausser les mesures. Deux facteurs sont également importants: la sensibilité de l'instrument indicateur et la valeur de la tension fournie par la batterie.

DESCRIPTION du CIRCUIT

La figure 2 donne le schéma du pont complet. Ainsi qu'on peut le voir, la tension de la pile *BT*, 4, 5 volts, est appliquée aux points *A* et *B* en série avec un interrupteur (*IP*1). En effet, la pile ne doit débiter qu'au moment des mesures et il est parfaitement inutile que la tension soit appliquée en permanence au circuit. Ce n'est donc que pendant de courts instants que le circuit est mis sous tension en appuyant sur l'interrupteur qui est du type à bouton-poussoir, avec ressort de rappel.

Les deux bras de rapport, *Ra* et *Rb*, sont constitués par cinq résistances commutables, formant six combinaisons différentes pouvant être choisies au moyen d'un contacteur à deux circuits et six positions. Suivant la position des curseurs (dont le déplacement est simultané) sur les plots 1 à 6, nous aurons les différents rapports indiqués dans le tableau de la page suivante, correspondant aux facteurs de multiplication de Rs, permettant d'obtenir la valeur de *Rx*.

Les deux bornes marquées *Rx* sont destinées à recevoir la résistance à mesurer; tandis que celles, marquées *Rs* permettent le branchement des résistances étalonnées qui sont contenues dans un coffret séparé.

Les résistances étalons sont au nombre de quarante, et leur sélection se fait au moyen de quatre contacteurs. Comme on le voit sur le schéma, ces résistances forment quatre séries et chacune de ces séries est composée de dix résistances de même valeur, soit 1 ohm, 10 ohms, 100 ohms et 1 000 ohms. Chaque résistance étant mise en série avec les autres, le premier contacteur *C*1 pourra choisir, dans le premier groupe, des valeurs ohmiques comprises entre 0 et 10 ohms, par bonds de 1 ohm; dans le second, des valeurs comprises entre 0 et 100 ohms, par bonds de 10 ohms; dans le troisième, des valeurs comprises entre 0 et 1 000 ohms, par bonds de 100 ohms, et dans le quatrième des valeurs comprises entre 0 et 10 000 ohms, par bonds de 1 000 ohms. Les quatre groupes étant, eux-mêmes, reliés en

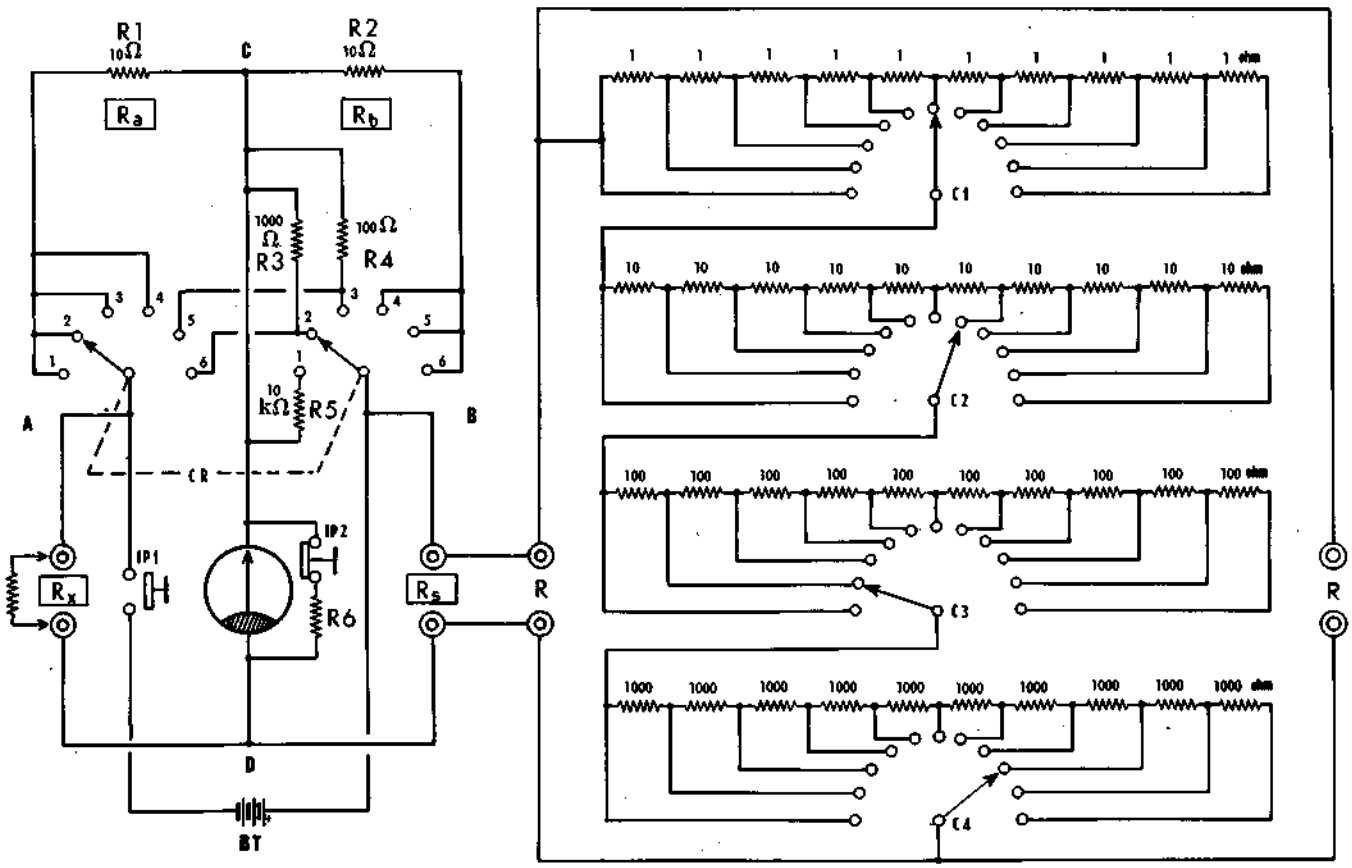


Fig. 2 - Circuit complet.

2 résistances bobinées da 10 ohms à 1% - R1 - R2
1 résistance bobinée de 1 000 ohms à 1% - R3
1 résistance bobinée de 100 ohms à 1% - R4
1 résistance bobinée de 10 000 ohms à 1% - R5
1 résistance au carbone de 200 ohms environ - R6
10 résistances bobinées de 1 ohm à 1%
10 résistances bobinées de 10 ohms à 1%
10 résistances bobinées de 100 ohms à 1%
10 résistances bobinées de 1 000 ohms à 1%
1 contacteur, 1 galette, 2 circuits, 6 positions - (Réf. type FM) - CR.
4 contacteurs, une galette, un circuit, 11 positions - C1, C2, C3, et C4 type N
1 micro-ampèremètre 25-0-25 (à zéro central) ayant une résistance interne inférieure à 500 ohms.
1 interrupteur à poussoir, (ouvert au repos) IP1.
1 interrupteur à poussoir, (fermé au repos) - IP2.
1 pile sèche de 4,5 volts, avec support de fixation.
8 bornes de liaison isolées.
5 boutons flèche.
3 mètres de fil de cuivre argenté nu de 3 mm de diamètre.
2 coffrets métalliques, avec panneaux (voir texte).

série entre eux, il sera donc possible d'obtenir toutes les valeurs de résistance comprises entre 1 ohm et 11 118 ohms, selon la position des contacteurs. Cette boite de résistances (dite « boite à décades ») étant connectée aux bornes *Rs* du pont, il sera possible d'obtenir l'équilibre du pont pour toutes les valeurs de *Rx* comprises entre /1 000 d'ohm et 10/1 000 d'ohm (de millièmes en millièmes) sur la position 1, jusqu'à un maximum de 11 110 ohms × 100 = 1 111 000 ohms sur la position 6.

Le galvanomètre ou microampèremètre, placé entre les points *C* et *D*, est du type à zéro central et pourra avoir une sensibilité comprise entre 10 et 500 microampères.

Comme nous l'avons déjà dit, ses caractéristiques influent notablement sur la précision de l'appareil tout entier, mais de toute façon, un galvanomètre ayant une sensibilité totale de 5 microampères (25-0-25) sera bien suffisant.

Ainsi que nous le verrons plus loin, lorsqu'on mesure une résistance dont la valeur est complètement inconnue, une forte différence de tension peut apparaître entre les points *C* et *D*, le pont se trouvant fortement déséquilibré, et l'instrument peut être endommagé des qu'on actionne l'interrupteur à poussoir *IP1* (en série avec la pile. Pour éviter cela, on place la résistance *R6* en parallèle sur l'instrument, au moyen de l'interrupteur *IP2*. Cette résistance fait office de «shunt» et diminue considérablement la sensibilité du galvanomètre. Naturellement, lorsque l'équilibre aura été réalisé, cet interrupteur (qui est normalement fermé) sera ouvert et l'instrument retrouvera toute sa sensibilité. Pour la facilité d'emploi, ainsi que par sécurité, cet interrupteur est également du modèle à poussoir avec ressort de rappel, mais son action est inverse de celle de *IP1*.

Rapports et facteurs de multiplication relatifs

Position	*Rb*	*Ra*	Rapport ou gammes	Facteur multiplication
1	10 ohms	10 000 ohms	1:1 000	× 0.001
2	10 ohms	1 000 ohms	1:100	× 0,01
3	10 ohms	100 ohms	1:10	× 0,1
4	10 ohms	10 ohms	1:1	× 1
5	100 ohms	10 ohms	10:1	× 10
6	1 000 ohms	10 ohms	100:1	× 100

REALISATION PRATIQUE

Cet appareil de mesure est réalisé en deux parties distinctes, dans deux coffrets métalliques; de cette façon, la boîte contenant les quatre décades de résistances pourra être utilisée séparément, pour d'autres mesures, lorsqu'il sera nécessaire de disposer momentanément le résistances précises de valeurs connues. Les coffrets métalliques contenant soit le pont proprement dit, soit les décades de résistances, auront pour dimensions extérieures: 22 cm de longeur, 16 cm de largeur et 8 cm de profondeur.

La partie frontale ou supérieure du coffret contenant le pont est constituée par un panneau d'une épaisseur de 2 mm. Sur cette platine sont fixés: le contacteur de rapports (*CR*), l'instrument de contrôle, l'interrupteur à poussoir de lecture (*IP1*), l'interrupteur à poussoir du « shunt » de protection (*IP2*), les bornes de branchement de la résistance à mesurer (*Rx*) et les bornes de branchement de la boîte à décades (*Rs*). A l'intérieur seront placées toutes les résistances, la pile ainsi que les diverses connexions. Le panneau de la boîte à décades sera de la même épaisseur et il supportera les quatre contacteurs *C*1, *C*2, *C*3 et *C*4 ainsi que quatre bornes.

Tous les contacteurs devront être du type illustré par la **figure 5**, les contacts se feront au moyen d'un balai frottant sur des plots. Les balais constituant le bras mobile devront exercer une pression assez forte sur les contact fixes, car une résistance de contact de quelques millièmes d'ohm seulement peut compromettre d'une manière très sensible la précision de l'appareil de mesure.

Pour la même raison, les connexions seront faites en fil de cuivre rigide et argenté, (recouvert de souplisso isolant) d'un diamètre minimum de 3 mm. Les connexions devront être aussi courtes que possible, en sacrifiant au besoin l'esthétique du câblage, et les soudures seront faites avec soin.

Les résistances peuvent être achetées chez un constructeur d'instruments de mesure ou chez certains fournisseurs spécialisés; elles doivent toutes être du type à fil bobiné, et, si possible « non-inductives », c'est-à-dire bobinées en repliant le fil sur lui-même et en enroulant les deux extrémités à la fois. De cette façon, les courants passant dans l'enroulement créent des champs magnétiques opposés qui s'annulent réciproquement. Cette caractéristique n'est pas indispensable pour le pont décrit dans ces pages, mais elle pourra se révéler fort utile dans d'autres cas où les décades de résistances pourront être employées.

Les liaisons entre le pont et la boîte de résistances devront également être faites au moyen de conducteurs de fortes sections; la solution la meilleure consiste à adopter pour cela deux lamelles de cuivre argenté d'une section de 5 × 1 mm, percées de trous pour permettre le fixage aux bornes *Rs* et *Rx*.

Les deux panneaux seront percés aux cotes indiquées dans les **figures 3** et **4**. Tandis que les coffrets pourront être en tôle de 1 mm d'épaisseur, il sera utile de prévoir les panneaux en aluminium. Peinture et

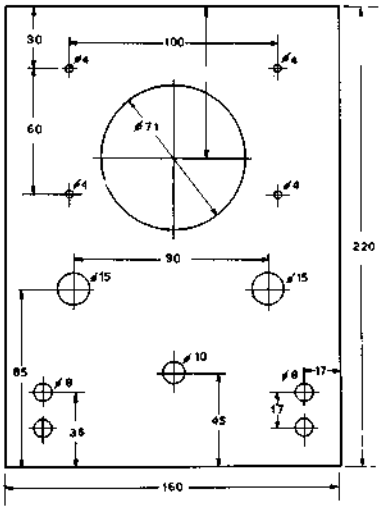


Fig. 3 - Plan de perçage du panneau du pont de mesure. Les cotes sont indiquées en millimètres.

inscriptions seront faites suivant les goûts du constructeur; on peut faire graver les inscriptions sur le panneau d'aluminium, ou encore, les exécuter sur une feuille de papier fort que l'on fixera sur le panneau et que l'on recouvrira d'une feuille de celluloïd pour la protéger.

L'instrument de mesure et les résistances seront placés en dernier lieu, après que le restant du matériel ait été fixé au panneau et connecté. Les résistances seront fixées directement par une de leurs extrémités, et parfois par les deux, aux cosses des contacteurs; les connexions seront, ainsi, très courtes et l'ensemble sera très rigide. On prendra soin, pendant le câblage, de ne court-circuiter la bobine mobile qu'une fois l'appareil terminé, lorsque *IP*2 et *R*6 seront en circuit.

Les connexions — ainsi que nous l'avons déjà dit — seront faites en fil de cuivre nu argenté. Il est pratique, à cette occasion, d'adopter le câblage dit « sous souplisso » qui se réalise ainsi: souder un côté du fil au point du circuit correspondant, enfiler sur ce fil le petit tube de souplisso du diamètre voulu, mesurer sommairement la longueur de fil nécessaire à la connexion et couper l'ensemble fil et souplisso; celui-ci sera alors légèrement raccourci pour permettre la soudure à l'extrémité du fil.

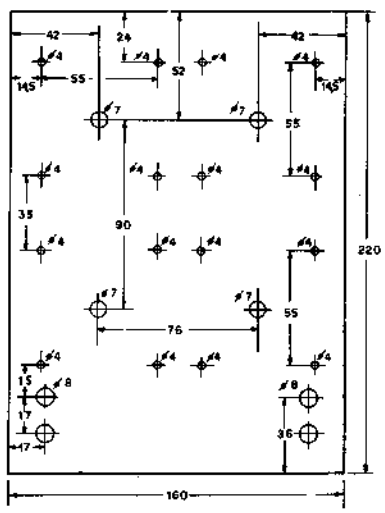


Fig. 4 - Plan de perçage du panneau de la boîte à décades. Les cotes sont indiquées en millimètres.

Les connexions sont peu nombreuses et il est difficile de se tromper; toutefois, le lecteur qui câble pour

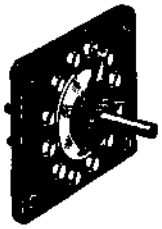


Fig. 5 - Modèle de contacteur à employer pour C1 - C2 - C3 et C4.

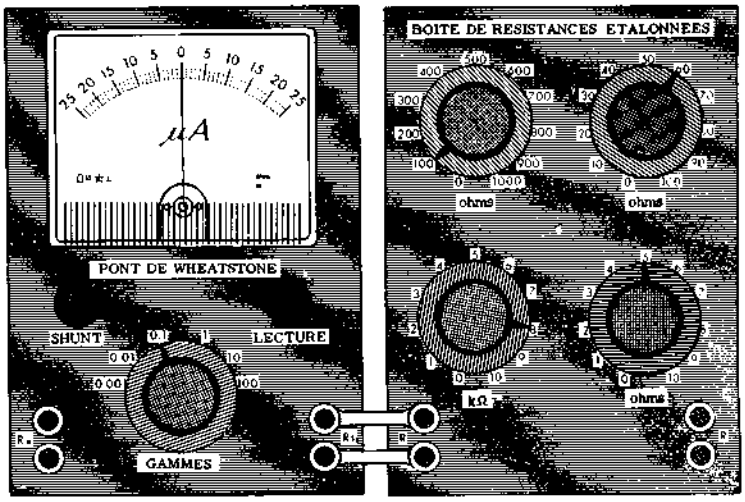


Fig. 6 - Vue d'ensemble de l'appareil complet. Les contacteurs sont figurés dans les positions correspondant à celles du schéma de la figure 2. La valeur de la résistance inconnue Rx est: 8 165. Toutefois, tandis que dans le schéma électrique (figure 2) le commutateur de rapports est placé sur la position 2, ce qui donne Rx = 81,65 ohms, dans cette figure il est placé sur la position 3 et, dans le cas présent, la résistance Rx = = 816,5 ohms.

la première fois aura intérêt à marquer d'une croix, sur le schéma de la figure 2, les connexions au fur et à mesure qu'elles seront exécutées, ceci afin de n'en oublier aucune.

Les boutons de commande devront être solidement fixés sur les axes des contacteurs; ces derniers sont généralement pourvus d'une fente ou d'un méplat sur lequel portera la vis de fixation; s'il n'en existe pas, il sera facile d'en faire un au moyen d'une lime.

MODE d'EMPLOI

Si le montage et le câblage de cet appareil de mesure ont été réalisés correctement et avec soin, aucune mise au point ne sera nécessaire avant son utilisation. Dès qu'il est terminé l'appareil est prêt à remplir son rôle qui est double: il permet, d'une part, de mesurer des résistances existantes (mais dont la valeur est inconnue ou douteuse) avec une précision pouvant atteindre 0,1% et, d'autre part, il permet de construire des résistances étalonnées. C'est pour ce dernier emploi, qui nous semble le plus important, que nous conseillons la réalisation de cet appareil.

La mesure se fera de la façon suivante: la résistance dont nous devons mesurer la valeur ohmique sera branchée entre les bornes marquées « *Rx* », en prenant soin de la serrer fortement, sous les bornes, après s'être assuré que les surfaces en contact soient bien propres et débarrassées de toute trace de vernis ou de peinture. On branche également aux bornes marquées « *Rs* » la boite à décades (en prenant les mêmes précautions concernant la qualité des contacts).

Le commutateur de gammes doit être placé sur une position quelconque et, après avoir effectué les manoeuvres ci-dessous, on essaiera diverses positions pour trouver celle convenant à la mesure à effectuer. Naturellement, dans le cas envisagé ici, qui consiste à mesurer une résistance existante — dont, en général, on connait approximativement, la valeur ohmique — il est possible de choisir immédiatement le rapport convenable, réduisant ainsi le temps de la mesure.

En pressant sur le bouton poussoir de lecture, on tourne l'un après l'autre les quatre boutons des contacteurs de décades — en commençant par celui des « milliers » — jusqu'à ce que l'aiguille du microampèremètre soit ramenée dans une position centrale, près du zéro. Si cette aiguille dévie vers la droite, il faudra augmenter la valeur de *Rs*, et vice-versa.

Une fois que le zéro est obtenu approximativement, on élimine la résistance de protection (*R6*) en appuyant sur le bouton poussoir « shunt » (*IP2*) et on manoeuvre le bouton de commande des unités; ainsi que celui des dizaines, le cas échéant, jusqu'à obtenir le zéro parfait en appuyant sur le poussoir « lecture ». Le pont est alors en équilibre et la valeur de *Rx* sera donnée par les indications des quatre boutons des décades, multipliées par le facteur indiqué par le commutateur de gammes.

Prenons pour exemple celui de la figure 2 où les contacteurs sont figurés dans les positions suivantes: *C4* sur 8 000, *C3* sur 1, *C2* sur 6 et *C1* sur 5 soit 2,165. La valeur de *Rx* sera de 810 000 ohms avec le rapport « x 100 »; de 81,650 ohms avec le rapport « x 10 »; de 8,165 ohms avec le rapport « x 1 »; de 816,5 ohm avec le rapport « x 0,1 »; de 81,65 ohms avec le rapport « x 0,01 » et, enfin, de 8,165 ohms avec le rapport « 0,001 ».

Si, par contre, nous devons réaliser une résistance d'une valeur déterminée, il faudra régler le pont de mesure sur la valeur désirée, en agissant sur les contacteurs de décades et sur celui de gammes à la suite de quoi on déterminera la longueur de fil résistant nécessaire pour obtenir une valeur légèrement supérieure à celle requise. Ceci est parfaitement possible car les fabricants de fils pour résistances indiquent la valeur ohmique par mètre pour tous les types de fils. Les deux extrémités du fil sont alors serrées sous les bornes *Rx* et on effectue la lecture en rognant chaque fois une extrémité du fil, par petites longueurs à la fois, jusqu'à l'obtention du zéro. Il est indispensable de procéder avec soin et de faire attention de ne pas couper de trop grandes longueurs à la fois, car si la position d'équilibre du pont est dépassée, la résistance sera trop faible et il ne sera plus possible d'y ajouter du fil. Ceci concerne évidemment le cas où la résistance devra être de grande précision.

Pour se familiariser avec le fonctionnement de cet appareil de mesure on aura intérêt à s'exercer à mesurer des résistances dont la valeur est connue, quelle qu'en soit leur nature: bobinées ou au carbone.

courrier

Théorème de Thévenin

Monsieur J.K., Paris, nous a demandé des précisions sur le théorème de Thévenin. C'est une application des dipôles actifs.

C'est un théorème très commode qui permet de simplifier considérablement l'étude et le calcul des circuits complexes, et dont l'emploi est courant aujourd'hui. Nous n'en donnerons ni l'énoncé, ni, à plus forte raison, la démonstration, mais, uniquement, l'application.

Le théorème de Thévenin permet de ramener n'importe quel circuit actif complexe à un dipôle actif simple, conforme au schéma de la figure 1.

Pour cela, il faut procéder comme suit :

1) Pratiquer une coupure dans le circuit et calculer la tension à vide aux bornes A et B des 2 points définis par la coupure.

2) Supprimer le ou les générateurs, c'est-à-dire les remplacer par des court-circuits et calculer la résistance interne vue des bornes A et B de la coupure.

3) Rebrancher à nouveau aux bornes A et B les éléments qui avaient été mis hors circuit par la coupure et constituant la charge du dipôle.

Exemple. — Soit le circuit complexe de la figure 2.

Le calcul direct de l'intensité du courant débité par le générateur n'est pas chose facile.

Appliquons le théorème de Thévenin.

a) Coupons le circuit en AB et calculons la tension à vide aux bornes A et B (fig. 3*a*).

$$V_0 = E \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

b) Remplaçons le générateur par un court-circuit et calculons la résistance interne vue des bornes A et B (fig. 3 *b*).

On remarque que cette dernière est constituée par la résistance R_3 en série avec le groupement formé par les résistances R_1 et R_2 en parallèle :

$$\rho = R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_3(R_1 + R_2) + R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\rho = \frac{R_1 R_3 + R_2 R_3 + R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

c) Le circuit de la figure 2 peut alors être remplacé par le dipôle actif de la figure 3*c*, aux bornes A et B duquel on branchera la charge R_u.

On peut alors calculer facilement l'intensité du courant débité par le générateur par simple application de la loi d'Ohm :

$$I = \frac{V_0}{\rho + R_u}$$

$$I = \frac{E \cdot \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}}{\dfrac{R_1 R_3 + R_2 R_3 + R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_u}$$

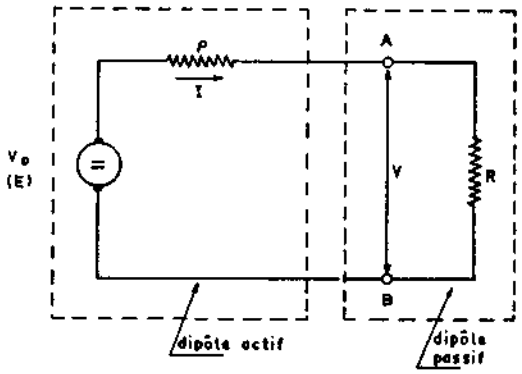


Fig. 1. — Dipôle actif en charge.

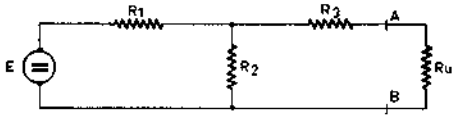


Fig. 2. — Circuit complexe auquel on applique le théorème de Thévenin

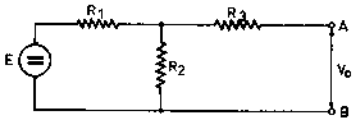


Fig. 3a. — Calcul de la tension à vide.

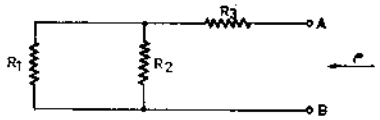


Fig. 3 b. — Calcul de la résistance interne.

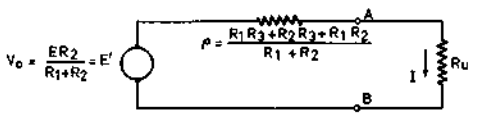


Fig. 3c. — Dipôle actif équivalent au circuit complexe de la figure 2.

$$I = \frac{\dfrac{ER_2}{R_1 + R_2}}{\dfrac{R_1 R_3 + R_2 R_3 + R_1 R_2 + R_u R_1 + R_u R_2}{R_1 + R_2}}$$

$$I = \frac{ER_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_3 + R_2 R_3 + R_1 R_2 + R_u R_1 + R_u R_2}$$

Soit, enfin :

$$I = \frac{ER_2}{R_1(R_u + R_2 + R_3) + R_2(R_u + R_3)}$$

On voit ainsi combien les calculs deviennent simples, ce qui ne signifie pas qu'ils soient nécessairement courts.

J.R.

Leçon n° 22

LE COURANT ALTERNATIF

Un courant alternatif est un courant électrique passant dans un sens donné pendant un temps déterminé puis dans le sens opposé, pendant un temps égal.

A la différence du courant continu (**figure 1A**) qui atteint rapidement une certaine valeur ou amplitude et la maintient constante pendant tout le temps de fermeture du circuit, le courant alternatif varie constamment d'amplitude.

Partant de la valeur zéro, il atteint l'amplitude maximum dans la direction positive pour revenir, ensuite, à zéro (c'est-à-dire que le courant cesse alors de passer), puis atteint l'amplitude maximum dans le sens négatif pour revenir, ensuite, à zéro (figure **1B**).

On dit, pour cette raison, que le courant alternatif est un courant dont l'amplitude est constamment variable, (prenant, ainsi, toutes les valeurs intermédiaires entre le maximum positif et le maximum négatif), cette variation s'effectuant périodiquement, c'est-à-dire à intervalles réguliers.

Nos lecteurs connaissent déjà ce phénomène: ils se rappelleront certainement qu'ils l'ont rencontré, au cours de la première leçon, lors de l'étude des oscillations, tant mécaniques qu'électriques. Ces oscillations (électriques) sont constituées — a-t-on besoin de le préciser — par des courants alternatifs de fréquence elevées.

Bien que le courant continu ait été le premier à être bien connu et à être diffusé partout, ses applications actuelles, notamment en ce qui concerne l'alimentation directe des circuits électroniques et des appareils électriques, sont limitées; on l'utilise uniquement dans des cas particuliers: alimentation des récepteurs et émetteurs portatifs, appareils à transistors, etc... et, dans ces cas, il est fourni généralement par des piles. D'autre part, les caractéristiques du courant alternatif ne furent parfaitement comprises que vers la fin du siècle dernier; leur utilisation comme source d'énergie constitue un développement relativement récent.

Au premier abord le courant continu paraît présenter de nombreux avantages sur le courant alternatif (pour les applications industrielles); toutefois on se rend vite compte que le courant continu présente certains inconvénients que l'on ne rencontre pas lors de l'utilisation du courant alternatif. Résumons brièvement ces inconvénients:

1) Le courant continu ne peut être transporté à de grandes distances sans subir des pertes considérables de puissance.

En fait, la résistance totale des câbles servant au transport dissipe en chaleur la majeure partie de la puissance, avant même que le courant n'arrive à destination.

Par contre, le courant alternatif peut être transporté sur de grandes distances par les lignes à haute tension, aujourd'hui familières, et transformé, ensuite sur les lieux d'utilisation, en un courant dont la tension et l'intensité conviennent aux usages industriels et domestiques.

2) Le courant continu ne peut être rayonné par une antenne. Et là, nous faisons encore allusion aux principes déjà exposés (1ere et 7eme leçons) concernant les ondes électromagnétiques, leur production dans les circuits oscillants et les émissions et réceptions par radio.

Tout le développement de la technique des transmissions par radio, dans l'état actuel de nos connaissances, repose évidemment sur les propriétés du courant alternatif qui peut être rayonné par une antenne et être reçu à très grande distance, sur toute la terre.

On comprit très rapidement que le courant alternatif constituait une source d'énergie bien plus commode que le courant continu parce qu'il pouvait être très facilement converti en courant continu — lorsque cela était nécessaire.

La conversion du courant continu en courant alternatif, bien que possible, n'est pas aussi simple.

Il ne faudrait pas se hâter de conclure, malgré ce qui précède, que le courant continu ne présente industriellement aucun intérêt. Dans certains cas, ainsi que nous le verrons il reste, sinon l'unique, du moins la plus commode des formes d'énergie: c'est ainsi que, par exemple, pour les installations mobiles (voitures, avions), le courant électrique est généralement fourni par des accumulateurs qui ont été décrits en détail dans notre 11eme leçon.

INDUCTION ELECTRO - MAGNETIQUE

Le premier type d'énergie électrique connu fut donc le courant continu produit par les piles.

En 1819, le physicien danois Oersted découvrit par hasard, au cours de ses expériences, qu'une aiguille aimantée, placée dans le voisinage d'un conducteur parcouru par un courant, subissait une déviation comme sous l'effet d'un aimant. Ainsi naquit l'électro-aimant, ainsi appelé pour le distinguer de l'aimant per-

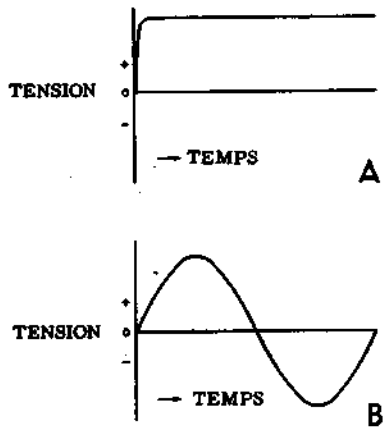


Fig. 1 - Le courant continu a une amplitude constante (A); celle du courant alternatif varie continuellement (B).

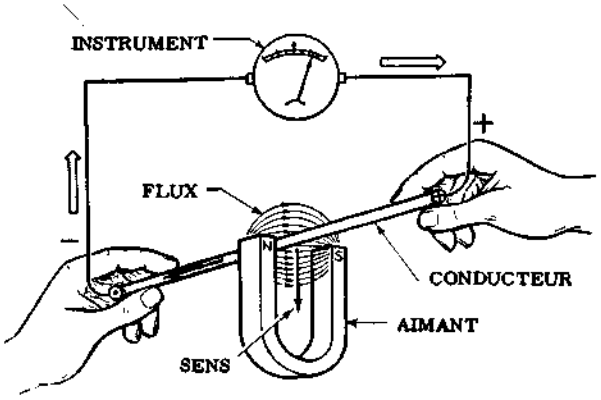


Fig. 2 - Un conducteur qui se déplace entre les pôles d'un aimant est parcouru par un courant qui change de sens lorsque le sens du déplacement change: il se produit ainsi, un courant alternatif.

manent, naturel ou artificiel. Il est important de noter que les lignes de force magnétique et le champ magnétique entourant un conducteur parcouru par un courant sont de même nature que celle engendrées par un aimant naturel.

Les phénomènes électro-magnétiques ont déjà été vus en détail dans notre 13eme leçon.

La découverte d'Oersted révéla que l'électricité et le magnétisme étaient en rapport étroit puisque l'un pouvait être employé pour produire l'autre.

Toutefois, ce ne fut qu'en 1831, soit douze ans plus tard, que M. Faraday en Angleterre et G. Henry, en Amérique, purent démontrer qu'il était possible d'employer un aimant pour produire du courant électrique d'une façon pratique. Rappelons-nous ici, ce qui a déjà été dit sur le fonctionnement de la dynamo au cours de la 14eme leçon.

Faraday, dans ses expériences, aujourd'hui classiques, plaçait un galvanomètre sensible aux bornes d'un enroulement de fil conducteur; en enfonçant un aimant dans la bobine, le galvanomètre montrait que celle-ci était parcourue par un courant, tandis qu'en retirant l'aimant, on produisait un courant de sens contraire.

De plus, le passage du courant ne se produisait que pendant le temps où l'aimant était en mouvement, c'est-à-dire quand les lignes de force coupaient les fils de l'enroulement. Il démontra également que le phénomène se produisait de la même manière si l'aimant était fixe et l'enroulement mobile. C'est de cette façon que fut produit, pour la première fois, le courant alternatif.

La **figure 2** montre l'expérience dans le cas d'un conducteur unique et d'un aimant en fer à cheval.

GRANDEUR des F.E.M. d'INDUCTION

On trouve que la tension ou force électro-motrice (f.e.m.) produite est d'autant plus grande que le mouvement est plus rapide et que l'intensité du champ magnétique est plus élevée.

D'après ces observations, il est facile de conclure que la grandeur de la f.e.m. d'induction dépend du nombre des lignes magnétiques coupées par le conducteur de l'enroulement dans un temps donné et que, pour augmenter la f.e.m. produite il faut, soit augmenter la vitesse du mouvement, soit le nombre des lignes de force ce qui nécessite l'emploi d'un aimant plus puissant.

Ceci peut être résumé dans la loi suivante: **la f.e.m. induite dans un conducteur en mouvement est proportionelle au nombre des lignes magnétiques de flux coupées en une seconde par le conducteur.**

Pour exprimer la f.e.m. en *volts*, c'est-à-dire en unité de mesure pratique, au lieu de l'exprimer en unité du système C.G.S. (centimètre, gramme, seconde), il faut multiplier le nombre des lignes de force par le facteur 10^{-8}, comme dans la formule ci-dessous:

f.e.m. induite (en volt) = nombre de lignes coupées en une seconde x 10^{-8}

Premier exemple. Supposons que l'aimant de la **figure 3** produise entre ses pôles une densité de flux de 10^9 lignes par centimètre carré, que le conducteur ait une longueur d'un centimètre et qu'il se déplace dans le plan vertical, de haut en bas, à la vitesse d'un centimètre à la seconde. La tension induite dans le conducteur peut se calculer ainsi:

1) La surface balayée en une seconde par le conducteur, perpendiculairement aux lignes de force, est égale au produit de la longueur du conducteur par la hauteur du parcours, soit, dans notre cas, 1 cm² (c'est cette surface qui est représentée sur la figure).

Le nombre des lignes qu'elle traverse est donné par le produit de la surface multiplié par le nombre des lignes par cm², soit:

$$1\text{cm}^2 \times \frac{10^9 \text{ lignes}}{\text{cm}^2} = 10^9 \text{ lignes}$$

ainsi donc, 10^9 lignes sont coupées par le conducteur en une seconde.

2) La tension e induite dans le conducteur est donnée par la formule:

$$e = \frac{10^9 \text{ lignes}}{\text{seconde}} \times 10^{-8} = 10 \text{ volts}$$

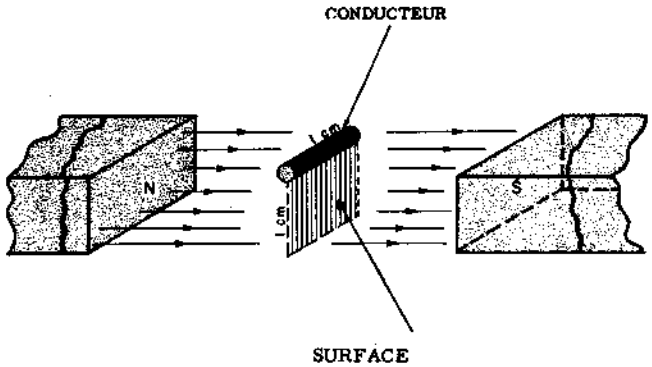


Fig. 3 - Si le conducteur, d'une longueur de 1 cm, se déplace de haut en bas à la vitesse de 1 cm à la seconde, il balaye une surface de 1 cm² qui est traversée par les lignes de forces de l'aimant.

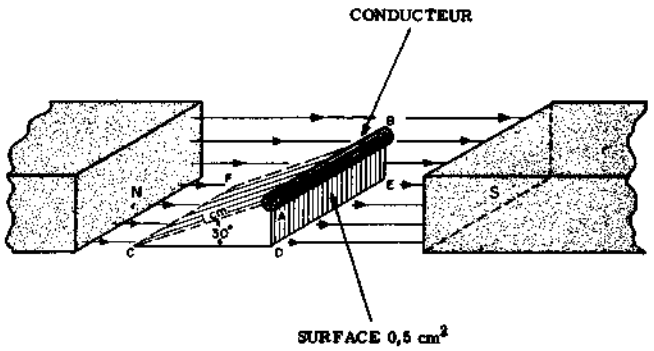


Fig. 4 - Si le conducteur se déplace en direction oblique au lieu de verticale, le nombre des lignes de force qui sont coupées est moins important: pour un angle de 30°, la surface est réduite de moitié par rapport à celle de la figure 3.

Il est mécaniquement peu commode de produire un courant alternatif en faisant mouvoir un aimant par rapport à une bobine et vice-versa, mais l'on peut déjà réaliser un générateur de courant alternatif très simple **en faisant tourner** un enroulement comportant une unique spire, dans un champ magnétique fixe: on peut, de cette façon, réaliser un mouvement continu et uniforme.

La direction de la f.e.m. se renverse lorsque la spire tourne, *puisque quand le conducteur se déplace dans une direction donnée, la tension induite a un sens, et dès qu'il se déplace en direction opposée la tension induite change de sens.*

Toutefois, avant de décrire une méthode pour déterminer la direction de la f.e.m. induite, il est nécessaire de considérer les effets produits par la rotation de la bobine sur l'amplitude de la tension. L'exemple suivant illustrera le fait qu'un conducteur en mouvement coupe un plus grand nombre de lignes magnétiques lorsqu'il se déplace perpendiculairement au champ que lorsqu'il se déplace obliquement.

Deuxième exemple. Supposons que le même conducteur (celui du premier exemple), se déplace maintenant avec la même vitesse de 1 cm à la seconde, mais dans une direction faisant un angle de 30° par rapport aux lignes magnétiques (**figure 4**).

Calculons la f.e.m. induite dans ce conducteur.

L'aire décrite par le conducteur en 1 seconde est indiquée sur la figure, elle est égale au produit de la longueur du conducteur par la longueur du déplacement, soit encore 1 cm².

Les lignes de force qui traversent cette surface sont coupées par le conducteur en 1 seconde, mais il est évident, en observant la figure, que le nombre des lignes qui sont coupées est inférieur à celui de l'exemple précédent (lorsque le conducteur se déplaçait perpendiculairement aux lignes de force).

Pour trouver la tension induite lorsque le déplacement se fait sous un angle de 30°, il faut calculer le nombre de lignes coupées en 1 seconde et ceci peut se faire de la façon suivante:

1) Construisons, tout d'abord, le triangle rectangle *ACD* comme le montre la figure 4.

L'hypoténuse *AC* de ce triangle a une longueur de 1 cm, puisqu'elle est constituée par le déplacement prévu pour le conducteur qui est, comme dans l'exemple précédent, égal à 1 cm.

Faisons alors appel à la trigonométrie (dont nous exposons les principes fondamentaux dans la 24ème leçon et qui seront suivis d'exposés complémentaires dans une prochaine leçon). Elle nous apprend que l'on peut calculer la longueur du côté *AD* de la manière suivante:

$$\text{Sinus } 30° = AD : AC$$

Les tables trigonométriques (voir page 190) donnent, *sin* 30° = 0.5, d'où:

$$0{,}5 = AD : AC$$

En substituant à *AC* sa valeur qui est connue, 1 cm, nous avons:

$$0{,}5 = AD : 1 \text{ cm}$$

ou, encore: $0{,}5 \times 1 \text{ cm} = AD$

d'où $AD = 0{,}5 \times 1 = 0{,}5 \text{ cm}$

2) Construisons, maintenant, le rectangle *ABED* de telle manière que *BE* soit parallèle à *AD*, de même longueur et que *DE* soit parallèle à *AB* (figure 4).

Nous obtenons, ainsi, un rectangle dont la longueur est de 1 cm et la largeur de 0,5 cm, donc la surface est égale à $1 \times 0{,}5$, soit de 0,5 cm².

3) En examinant la figure, il apparaît évident que toutes les lignes de force traversant le carré *ABFC* sont celles qui sont passées dans le rectangle *ABED*. Il en résulte que le nombre des lignes de force coupées par le conducteur *AB*, pendant son déplacement, est égal à celui contenu dans une surface de 0,5 cm².

4) Le nombre des lignes de force qui traversent la surface *ABED* est donné par le produit de la surface en cm² par le nombre de lignes par cm², soit:

$$\frac{0{,}5 \text{ cm}^2 \times 10^9 \text{ lignes}}{\text{cm}^2} = 0{,}5 \times 10^9 = 5 \times 10^9 \text{ lignes}$$

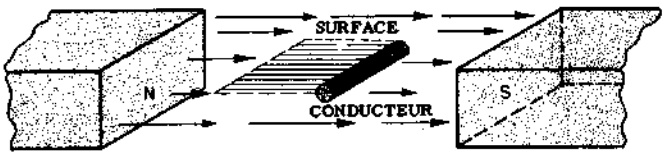


Fig. 5 - Un déplacement horizontal ne coupe aucune ligne.

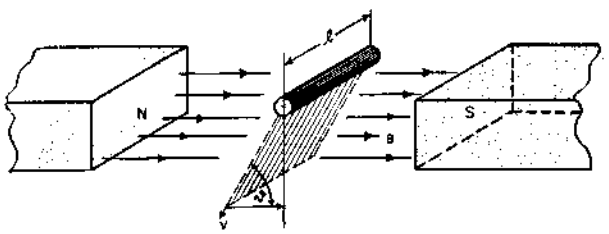


Fig. 6 - Eléments de la formule pour calculer la f.e.m. induite.

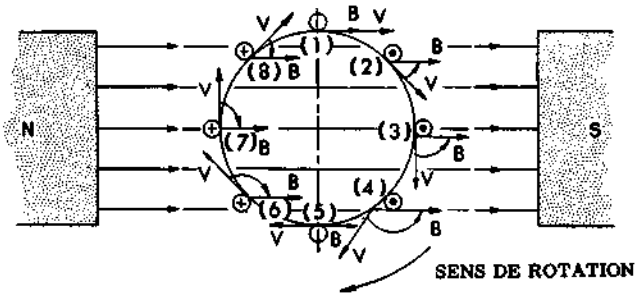


Fig. 7 - Si le conducteur tourne dans un champ magnétique constant, l'amplitude de la f.e.m. induite varie selon l'angle formé par la direction du mouvement et des lignes de force. Le courant se dirige vers l'observateur lorsque le conducteur occupe les positions allant de (1) à (5), en sens inverse pour les positions (5) à (1).

5) La tension induite dans le conducteur est donc de:

$$5 \times 10^8 \text{ lignes} \times 10^{-8} = 5 \text{ volts}$$

dans laquelle 10^{-8} est un facteur de multiplication employé pour convertir en volts la f.e.m. induite, ainsi que nous l'avons indiqué plus haut.

De ce qui précède, il résulte que la tension induite dans un conducteur se déplaçant perpendiculairement aux lignes de force est plus élevée que celle induite dans le même conducteur se déplaçant obliquement, en formant un angle de 30° avec les lignes.

En effet, observons la **figure 5**. Il est évident que si le conducteur se déplace dans une direction parallèle au champ magnétique, la surface décrite dans la direction perpendiculaire au champ est nulle (puisque toute la surface balayée par le conducteur est parallèle au champ). Cela signifie qu'aucune ligne de force n'est coupée et que, par conséquent, aucune tension n'est induite dans ce conducteur.

Nous pouvons établir une formule générale, englobant tous les phénomènes décrits jusqu'ici, et permettant de calculer l'amplitude de la f.e.m. induite dans un conducteur ayant une longueur l, se déplaçant avec une vitesse v dans une direction formant un angle ϑ avec celle des lignes de force.

La densité de flux du champ magnétique dans lequel se déplace le conducteur a une valeur B correspondant au nombre des lignes de force par cm².

La **figure 6** montre tous les paramètres de la formule.

$$e = B \times l \times v \times \sin\delta \times 10^{-8}$$

dans laquelle:

e = f.e.m induite en volts.
B = densité du flux en lignes par cm².
l = longueur du conducteur en cm.
v = vitesse du conducteur en cm.
$\sin \vartheta$ = sinus de l'angle formé entre la direction du déplacement du conducteur et celle des lignes de force. (*)

* Voir la table trigonométrique page 192.

En reprenant ce qui a été dit sur l'amplitude de la f.e.m. induite dans un conducteur tournant dans un champ magnétique, il est possible d'en tirer les conclusions suivantes.

1) la f.e.m. induite a une valeur maximum lorsque le conducteur coupe les lignes magnétiques à 90° (sin 90° = 1).

2) la f.e.m. induite est égale à zéro quand le conducteur se déplace dans une direction parallèle à celle des lignes (sin 0° = 0).

3) si le conducteur se déplace dans une direction qui n'est ni perpendiculaire ni parallèle à celle des lignes de force, la f.e.m. induite dépend de l'orientation de l'angle que la direction du mouvement (dit vecteur de vitesse) du conducteur forme avec les lignes magnétiques; la **figure 7** représente cet angle pour huit positions prises pendant un tour.

4) toute augmentation, soit de l'intensité du champ magnétique, soit de la longueur du conducteur, soit, encore, de sa vitesse de déplacement, entraînera une augmentation de la valeur de la f.e.m. induite.

Le sens de la f.e.m. induite dans un conducteur peut être déterminé au moyen de règles très simples; l'une d'entre elles, parmi les plus connues, est la suivante.

Si l'on place le pouce, l'index et le médius de la main droite à angles droits entre eux, de telle sorte que le pouce indique la direction du déplacement du conducteur et l'index la direction du champ magnétique, le médius indiquera le sens de la f.e.m. induite, c'est-à-dire la direction du champ magnétique. Le médius indiquera le sens de la f.e.m. induite, c'est-à-dire la direction du pôle positif. Cette règle s'appelle « règle de la main de Fleming ».

Sur la figure 7 on peut observer le sens de la f.e.m. induite dans la section transversale d'un conducteur tournant dans un champ magnétique, dans diverses positions de ce conducteur. La vitesse et la densité de flux sont indiquées, dans chaque position, par des vecteurs et la flèche courbe montre la rotation du vecteur V par rapport au vecteur B.

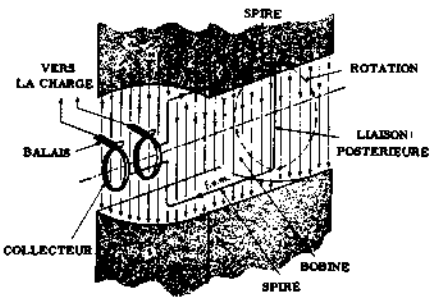
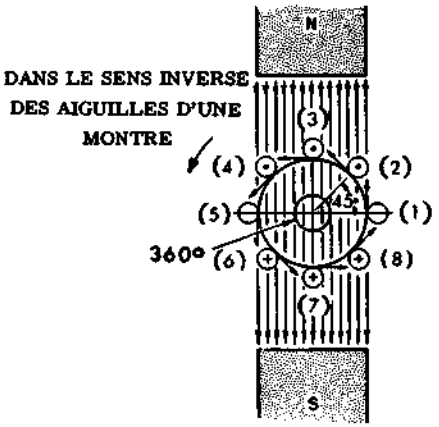


Fig. 8 - La spire tournante, qui représente une bobine dont les extrémités sont reliées à deux anneaux de contact avec les balais, est le siège d'un courant alternatif.



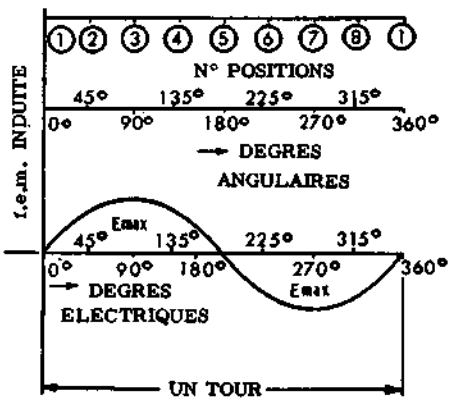


Fig. 9 - Variation de l'amplitude d'une f.e.m. induite dans un conducteur tournant dans le sens inverse de celui des aiguilles d'une montre entre deux pôles d'un aimant. Les positions sont indiquées en degrés.

Il est important de noter que dans les positions de la partie droite de la figure (côté du pôle Sud) les f.e.m. induites sont toutes en direction du plan de la feuille de papier, tandis que dans la partie gauche (côté du pôle Nord), des f.e.m. induites sont toutes en direction de l'observateur.

Dans les positions 1 et 5, le conducteur se déplace parallèlement au champ et la f.e.m. produite est nulle; par conséquent aucune direction n'est indiquée.

La **figure 8** donne une idée plus complète de ce qui vient d'être expliqué sur la figure 7.

De cette nouvelle représentation nous pouvons mieux nous rendre compte comment un ensemble de ce genre peut constituer un véritable générateur de courant alternatif qui, dans le cas présent ne comporte que deux pôles, mais peut avoir, comme nous le verrons plus loin, quatre pôles et plus.

Le lecteur a déjà pu se familiariser avec les notions de cycle et de période au cours de nos leçons sur les oscillations; il convient maintenant, d'appliquer ces mêmes notions aux phénomènes examinés ici.

Le mot cycle, par lui-même, indique une rotation et si nous prenons un point de départ quelconque pour la spire ou le conducteur, nous pouvons considérer comme cycle le parcours effectué par ce point pour revenir à son origine, après avoir décrit la circonférence entière.

Si nous considérons alors, l'effet du champ magnétique sur le conducteur qui en tournant, décrit cette circonférence, nous voyons que la f.e.m. induite prend diverses valeurs comprises entre zéro — aux deux points où le mouvement est parallèle aux lignes de force — et un maximum — lorsque le mouvement est perpendiculaire.

En partant, par exemple, du point (1) (**figure 9**) et en tournant vers la gauche, nous notons que la f.e.m. induite à une valeur 0 (nulle) en ce point, atteint sa valeur maximum au point (3), retombe à 0 au point (5), atteint de nouveau son maximum (négatif) au point (7) et retombe à 0 au point (1).

La figure 9 illustre graphiquement le déroulement de ce processus en mettant en évidence par la même occasion l'allure régulière de la courbe de la tension produite pendant une rotation complète à vitesse constante.

Puisqu'une rotation complète a un angle de 360°, il est facile de déduire que les différents points de la courbe peuvent être individualisés en indiquant l'angle de rotation à partir du point d'origine.

La courbe reproduisant les variations de la tension s'appelle une **sinusoïde**, elle représente un cycle complet ou périodique. La ligne horizontale sur laquelle sont indiquées les valeurs des angles de rotation (en degrés) et qui correspond aux points pour lesquels la f.e.m. est égale à zéro, s'appelle *l'axe de la sinusoïde*.

Cet axe divise le cycle en deux parties égales, la partie supérieure étant considérée positive et celle inférieure, négative. Ces deux moitiés de sinusoïde s'appellent, comme nous le savons déjà *demi - période* ou *demi - onde*, chacune correspondant à un demi-rotation complète.

Tout ce qui précède concerne le fonctionnement d'un générateur à deux pôles et permet de tirer les conclusions suivantes:

1) la f.e.m. induite dans une bobine qui tourne dans un champ magnétique est une f.e.m. alternative qui varie comme le sens de l'angle de rotation; on l'appelle *tension sinusoïdale*.

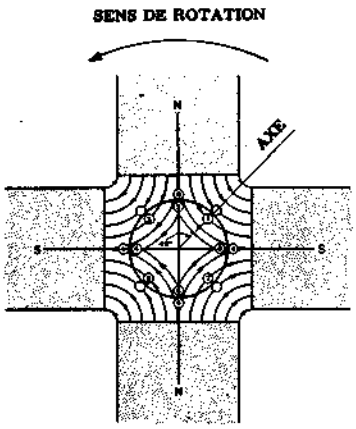
2) la f.e.m. est égale à zéro quand chacun des côtés de l'enroulement se trouve au centre de l'espace compris entre les deux pôles.

3) la f.e.m. est maximum lorsque chacun des côtés de l'enroulement se trouve près du centre d'un pôle.

4) la polarité de la tension induite dans le côté près du pôle Nord est opposée à celle induite dans le côté situé près du pôle Sud. De ce fait, les tensions s'ajoutent entre elles et la valeur totale est égale au double de celle produite sur un seul côté.

5) quand l'enroulement a accompli un tour complet, la f.e.m. induite a elle-même, accompli *un cycle* électrique.

Nous venons de dire que la rotation complète d'un



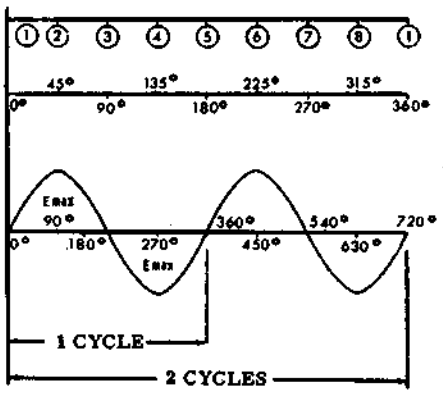


Fig. 10 - Si les pôles sont au nombre de quatre au lieu de deux, on a, dans un tour de 360°, deux cycles complets de la f.e.m. induite au lieu d'un.

enroulement de générateur correspond à un cycle électrique; si cet enroulement fait un seul tour pendant une seconde, la fréquence de la f.e.m. alternative est d'un cycle par seconde; 10 tours à la seconde donneront une fréquence de 10 cycles par seconde, ce qui nous permet de conclure que *la fréquence n'est autre que le nombre de cycles par seconde.*

En 10 tours, l'enroulement décrit 10 fois 360°, soit 3 600° par seconde; ces degrés mécaniques correspondent aux degrés électriques en ce qui concerne la tension induite. Nous pouvons donc en déduire que, dans un générateur à deux pôles, un degré de la rotation équivaut à un degré électrique.

Si le générateur comporte 4 pôles au lieu des 2 considérés jusqu'à présent, n'importe quel point de la circonférence décrite au cours de la rotation se trouvera 4 fois dans la position correspondant à la f.e.m. = 0, et 4 fois dans la position où la f.e.m. atteindra la valeur maximum: dans ce cas, chaque rotation détermine deux cycles complets.

En d'autres termes, si la fréquence de rotation (mécanique) est de 10 tours à la seconde, la f.e.m. induite aura une fréquence de 20 cycles par seconde (**figure 10**).

Il est évident que pour un générateur à 6 pôles, un degré de rotation équivaudra à 3 degrés électriques et que, pour un générateur à 8 pôles, le rapport sera 1 à 4.

Il s'ensuit que pour convertir les degrés de rotation (mécanique) en degrés électriques, on devra multiplier les premiers par la moitié du nombre des pôles, soit 1 degré mécanique = $P/2$ degrés électriques.

On en déduit, également, que la f.e.m. induite aura une fréquence de $P/2$ cycles pour chaque rotation complète.

Généralement, le nombre de tours qu'effectue un générateur est exprimé en *tr/mm* (tours par minute) (en anglais, *rpm* = round per minute) et si une bobine fait N tours par minute, cette valeur est égale à N: 60 tours par seconde, donc le nombre de cycles par seconde d'une f.e.m. induite sera égale à N: 60 fois P: 2.

Du moment que le nombre des tours détermine, avec le nombre de pôles, la fréquence (f) du générateur, on a:

$$f = \frac{P \times N}{2 \times 60} = \frac{P \times N}{120} \text{ cycles par seconde}$$

dans laquelle: f = fréquence de la tension produite.
P = nombre de pôles N = tours à la minute.

Il faut que le lecteur sache que les principes concernant les courants alternatifs — énoncés ci-dessus et dans les pages suivantes — sont valables quel que soit le type de générateur. Nous voulons dire, par là, que le courant alternatif n'est pas produit exclusivement par des générateurs rotatifs, tels que ceux décrits plus haut.

En radio, spécialement, le courant alternatif utilisé est d'une fréquence bien plus grande que celle produite par les générateurs rotatifs. On le produit, alors, au moyens de circuits oscillants électriques utilisant un élément bien connu: la lampe thermoïonique. En attendant de commencer leur étude, il convient de retenir, dès à présent, que *le terme générateur peut également désigner un oscillateur à haute fréquence.*

VALEUR INSTANTANEE et VALEUR de CRETE

La valeur instantanée d'une onde de tension sinusoïdale est la valeur de la f.e.m. produite à chaque instant.

Il faut savoir que toutes *les valeurs instantannées* des tensions ou des courants alternatifs, sont généralement *indiquées par des lettres minuscules*, tandis que toutes *les valeurs moyennes*, efficaces et maximum, sont *indiquées par des lettres majuscules*; cette différence de notation est mise en évidence dans la **figure 11.**

0° la valeur instantanée e de la f.e.m. est 0, entre 0 et 90°, la valeur de e augmente depuis 0 jusqu'à un maximum, à 90° elle atteint sa plus grande valeur et est égale à la tension de crête E (maximum) qui s'écrit E_{max}.

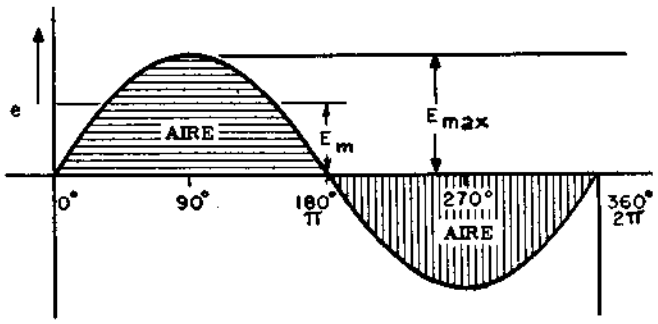


Fig. 11 - Cycle complet d'une onde de tension alternative en mouvement parfaitement sinusoïdale. Dans la représentation d'un courant alternatif, on indique en lettres majuscules les valeurs « moyennes », « efficaces » et « maxima »; en lettres minuscules, les valeurs « instantanées ».

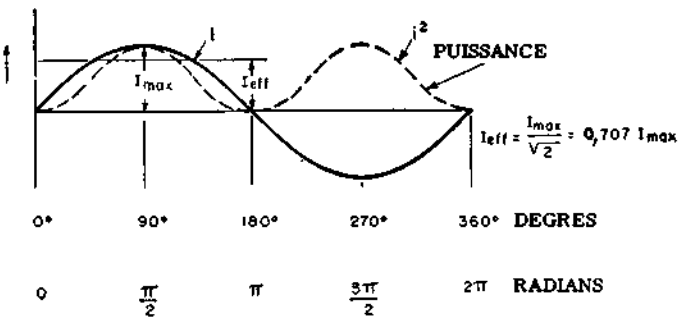


Fig. 12 - La puissance dissipée, dans un circuit électrique, par un courant alternatif peut être représenté par une courbe qui reste toujours positive (ligne en trait) même lorsque le sens du courant est négatif.

Entre 90° et 180°, cette valeur redescend du maximum à 0.

Dans la demi-alternance suivante, elle augmente et diminue de la même façon mais en sens opposé; la tension instantanée de crête E_{max} peut donc être définie comme étant la tension instantanée maximum, laquelle peut être aussi bien positive que négative.

Dans une tension rigoureusement sinusoïdale, la crête négative est identique à celle positive, mais les deux valeurs sont de signes contraires.

VALEUR MOYENNE

La valeur moyenne d'une tension, ou d'une intensité, dans un cycle complet est égale à zéro, puisque la demi-alternance négative est de valeur égale et de signe opposé à celle positive (**figure 11**).

Toutefois, l'expression « valeur moyenne » — quand elle est appliquée à une tension ou un courant alternatif — se rapporte seulement à la valeur moyenne d'une seule demi-alternance (demi-onde), la positive ou la négative, et, étant donné que les deux formes géométriques sont identiques, les surfaces circonscrites le sont également.

La valeur moyenne d'une fonction sinusoïdale est définie comme étant le rapport entre la surface circonscrite par une demi-alternance et sa base. La base d'une demi-alternance est de 180°, c'est-à-dire qu'elle équivaut à une longueur de π radians.

Pour calculer facilement la surface d'une telle figure géométrique, on doit la diviser en une série de petits rectangles dont on calculera les surfaces; leur somme donnera, avec une assez grande approximation, la surface totale de la demi-alternance (voir la figure 11).

On trouve, ainsi, que la surface d'une demi-sinusoïde est égale à 2 E_{max}, E_{max} étant la valeur maximum de la tension.

De même on trouve que cette surface est égale à 2 I_{max} dans lequel I_{max} est la valeur maximum de l'intensité du courant.

La valeur moyenne peut donc être déterminée par la formule suivante:

$$\text{Tension moyenne} = \frac{2\,E_{max}\ (\text{surface de la demi-période})}{\pi \qquad (\text{longueur de la base})}$$

$$= \frac{E_{max}}{\frac{\pi}{2}} = 0{,}637 \times E_{max}$$

$$\text{Intensité moyenne} = \frac{2\,I_{max}\ (\text{surface de la demi-pér.})}{(\text{longueur de la base})}$$

$$= \frac{I_{max}}{\frac{\pi}{2}} = 0{,}637 \times I_{max}$$

VALEUR EFFICACE

Puissance instantanée - Au cours de l'étude du courant continu, nous avons vu que la puissance dissipée en chaleur dans une résistance R est égale au carré de l'intensité multiplié par la résistance, c'est-à-dire à $I^2 \times R$.

Dans le cas où la résistance est parcourue par un courant alternatif, la puissance dissipée n'est pas constante tout au long du cycle, puisque l'intensité du courant varie de zéro jusqu'à un maximum; toutefois, la puissance absorbée à chaque instant est égale au carré du courant instantané i, multiplié par la résistance, soit $i^2 \times R$.

Il convient de noter, dès à présent, que i^2 est toujours positif bien que i puisse avoir une valeur négative, puisque le carré d'un nombre négatif est toujours positif et plus grand que zéro.

Puissance équivalente - De ce qui précède, il résulte que, dans un temps donné (une demi-période, par exemple), une certaine quantité d'énergie est fournie à la résistance sous forme de chaleur et on peut facilement établir qu'une certaine intensité de courant continu traversant la même résistance, pendant le même

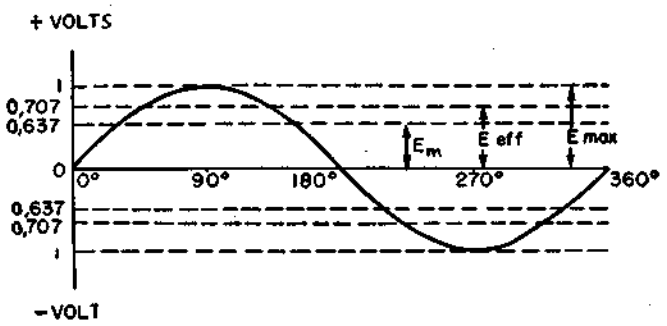


Fig. 13 - Représentation graphique des relations existant entre les valeurs « moyennes » ,« efficaces » et « maxima » d'un courant alternatif. Notons que les valeurs numériques montrant les ordonnées relatives aux positions sur la courbe au-dessus de l'axe même des abscisses (axe de temps), sont positives. Celles correspondant aux ordonnées de la courbe au-dessus de l'axe des abscisses sont négatives.

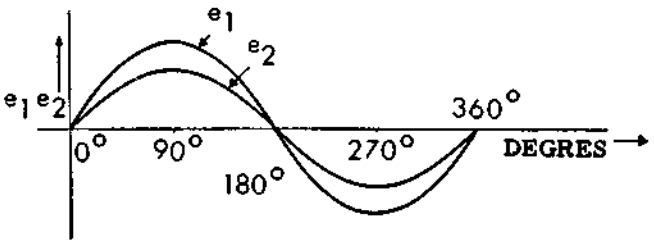


Fig. 14 - Représentation de deux tensions alternatives (e1) et (e2) d'égale fréquence mais d'amplitudes différentes, en phase entre elles. Comme on peut le voir, les maxima et les minima coïncident toujours dans le temps (en degrés). Autrement dit, les deux tensions alternatives, indépendamment de leur module, augmentent, diminuent et inversent leur direction en même temps sans aucun retard.

temps, produit une dissipation de chaleur identique à celle produite par le courant alternatif.

Cette intensité du courant continu est définie comme étant la valeur de l'intensité efficace du courant alternatif.

L'intensité efficace correspond à la surface d'une demi-période i^2 divisée par π, c'est-à-dire à la racine carrée de la valeur moyenne de i^2, appelée valeur efficace (en anglais « rsm » = root mean square).

La **figure 12** représente la courbe de i^2; comme nous l'avons dit plus haut, toutes les demi-alternances sont positives.

Pour calculer la valeur efficace de l'intensité, il faut procéder de la même manière que pour trouver la valeur moyenne. L'intensité efficace est donc égale à la tension de crête E_{max} divisée par la racine carrée de 2.

La valeur efficace peut donc être exprimée par les formules ci-dessous:

$$\text{Intensité efficace} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{I_{max}}{1.414} = 0{,}707\ I_{max}$$

$$\text{Tension efficace} = \frac{E_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{E_{max}}{1.414} = 0.707\ E_{max}$$

On remarquera que les intensités ou les tensions indiquées par les instruments de mesure classiques pour courants alternatifs sont normalement les valeurs efficaces.

Exemple n. 1. La tension mesurée à une prise de courant électrique est de 125 volts: c'est la valeur efficace. Quelles sont les tensions de crête et la tension moyenne?

E_{eff} = 125 volts $\quad E_{eff} = E_{max} \times 0.707$

$125 = E_{max} \times 0.707$ d'où $E_{max} = 125 : 0.707 = 176.8$ V

De même:

$E_{moy} = E_{max} \times 0.637 \quad E_{moy} = 176{,}8 \times 0.637$

E_{moy} = 112.62 volts.

Exemple n. 2. Un appareil électrique à résistance consomme un courant d'une intensité de 4 ampères (valeur efficace). Quelles seront l'intensité maximum et l'intensité moyenne?

$I_{eff} = 4$ ampères $\quad I_{eff} = I_{max} \times 0.707$

$4 = I_{max} \times 0.707$ d'où $I_{max} = 4 : 0.707 = 5.65$ A

De même

$I_{moy} = I_{max} \times 0{,}637 \quad I_{moy} = 5.65 \times 0.637$

I_{moy} = 3.59 ampères (intensité moyenne)

Dans les exemples précédents, on peut remarquer que la tension de crête et l'intensité maximum dans un circuit électrique, sont notablement plus grandes que les valeurs moyennes de tension ou d'intensité. C'est pour cette raison que les circuits doivent être étudiés pour être en mesure de supporter ces valeurs, bien qu'il ne s'agisse que de valeurs instantanées atteintes seulement deux fois par période.

FORMULES de CONVERSION

Dans la 24ème leçon sont groupées toutes les formules se rapportant aux sujets traités dans les deux autres leçons (conformément à notre habitude). Le lecteur trouvera donc, à la page 187, toutes les formules résumant nos exposés des pages précédentes et donnant un moyen rapide pour convertir une valeur en une autre.

La **figure 13** représente, d'une manière graphique, les relations existant entre ces valeurs.

LE TEMPS

Ainsi que nous l'avons expliqué lors de l'étude de l'onde sinusoïdale, le temps pendant lequel se développe un cycle de courant ou de tension alternatif est généralement exprimé en degrés électriques.

On dit, ainsi, que 90° correspondent à un quart de cycle et représentent un laps de temps dépendant de la fréquence de la tension, c'est-à-dire du nombre de cycle complet. Si la tension considérée a une fréquence de 50 cycles, un cycle complet se produit pendant un temps égal à un cinquantième de seconde. Donc 90° — c'est-à-dire 1/4 de cycle — représentent le 1/4 de la cinquantième partie d'un seconde soit 1/200ème de seconde.

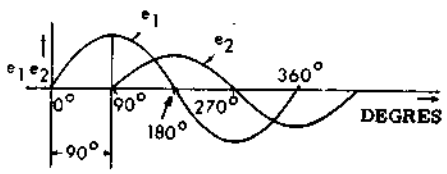


Fig. 15 - Représentation de deux tensions alternatives de même fréquence, d'amplitudes différentes, déphasées de 90°. « e1 » en effet est en avance de 90° sur « e2 ».

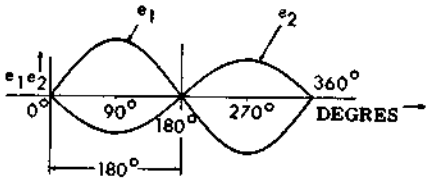


Fig. 16 - Représentation de deux tensions alternatives de même fréquence, d'amplitudes différentes, déphasées de 180°. A une crête positive de la première correspond une crête négative de la seconde et inversement.

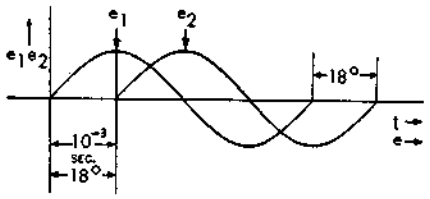


Fig. 17 - Les deux tensions alternatives de fréquence 50 hertz, produites par deux générateurs, sont déphasées de 18° si l'un de ces générateurs entre en fonction un millième de seconde avant l'autre.

On dit, également, que la phase de cette tension est de 90°, soit d'un deux centième de seconde. **On appelle donc phase, la différence, dans le temps, entre n'importe quel point du cycle et le début du cycle lui-même.**

Le début du cycle correspond normalement au point dont l'amplitude est égale à zéro, dans la direction positive.

La notion de phase, bien qu'elle soit peu employée lorsqu'on ne considère qu'une seule tension, est d'une grande importance pratique lorsque deux, ou plusieurs, tensions ou courants alternatifs sont présents dans un même circuit il est nécessaire de préciser à chaque instant leurs positions relatives dans le temps.

Avance et retard - Si deux générateurs de courant alternatif à 50 c/s son mis simultanément en fonctionnement et sont reliés à un même circuit, les deux tensions variables augmenteront et diminueront, et inverseront leurs sens, en même temps: on dit dans ce cas, que les deux tensions **sont en phase (figure 14)**.

Si, par contre, un des générateurs démarre 1/200 de seconde après l'autre, les deux tensions ne varieront pas simultanément, mais, au contraire, avec un intervalle de temps bien défini qui peut être exprimé en degrés puisqu'il s'agit d'une fraction de cycle. On dit, dans ce cas, que les deux tensions provenant des générateurs sont **déphasées** et que *la première est en avance sur la seconde* (ou encore, que la seconde est en retard sur la première), d'un nombre de degrés qui exprime la différence de temps, soit 90°.

La **figure 15** illustre ce phénomène et montre comment la tension *e*2 est en retard sur *e*1, du fait que le point de départ de la première est 90° à droite de la seconde. Dans l'intervalle de temps compris entre 180° et 270°, *e*2 est positive et *e*1 est négative.

On notera que l'axe X — appelé axe des temps — va de gauche à droite, de telle sorte que chacun des points se trouvant à la droite d'un autre est en retard par rapport à ce dernier.

La **figure 16** donne un exemple de deux tensions déphasées de 180° l'une par rapport à l'autre: elles atteignent bien, en même temps, les valeurs 0 et maximum, mais *e*1 est en direction opposée à *e*2: elles sont toujours de signes contraires et quand l'une est positive, l'autre est négative.

Si ces deux tensions sont d'amplitude égale et passent dans le même circuit, leur résultante est égale à zéro car les deux tensions s'annulent réciproquement. Par contre, si elles sont en phase (comme le montre la figure 14), la tension résultante est égale à la somme des deux tensions.

Pour des déphasages inférieurs à 180°, la tension résultante est la somme vectorielle des deux tensions.

Différence de phase - Il est important de remarquer que, lorsque la différence de phase entre les points de départ des deux tensions citées plus haut correspond à un cinquantième de seconde, c'est-à-dire à un cycle, les deux tensions **restent en phase**.

De ce fait, une différence de 1 cycle 1/4, par exemple, peut être indiquée comme une différence de la seule fraction de cycle, c'est-à-dire 1/4 de cycle, soit 90°. Il s'ensuit que si la différence de temps est un nombre entier, multiple de 1 cycle, les tensions sont en phase, tandis que dans tous les autres cas la différence de temps est simplement indiquée par la partie fractionnaire d'un cycle.

En outre, la différence de phase est notée couramment de 0 à 180° car, en effet, n'importe quel angle supérieur à 180°, par exemple 210° d'avance pour le premier générateur, peut être converti en une différence de 150° de retard pour le second, la somme de ces deux valeurs étant bien égale à 360°.

Angle de phase - Le temps de retard, *e*2 supposons (*t*° secondes), peut être converti en un angle de retard exprimé en degrés électriques au moyen de l'équation suivante:

Degrés électriques = *t* (secondes) × *fréquence* × 360°

Par exemple, si deux générateurs à 50 c/s sont mis en service avec une différence de 1 milliseconde, leur déphasage est égal à 10^{-3} seconde, et leur déphasage électrique est égal à 10^{-3} fois, 50 fois 360°, soit 18°.

On peut donc dire que le second générateur est en retard de 18° sur le premier **(figure 17)**.

M. **G. J.** Perpignan (P.O.) demande des détails complémentaires sur le Cours.

1°) On appelle valeur efficace d'une grandeur sinusoïdale, quelle que soit sa nature, la racine carrée de son carré moyen; c'est-**à-dire, pour un courant:**

$$I = \sqrt{\text{valeur moyenne de } i^2}$$

Or, on démontre que $i^2 = I^2m : 2$

Donc:

$$\sqrt{\frac{I^2 m}{2}} = \frac{\sqrt{I^2m}}{\sqrt{2}} = \frac{I m}{\sqrt{2}}$$

Cependant, il est préférable, à notre avis, de définir la valeur efficace de l'intensité d'un courant alternatif sinusoïdal (ou de la tension), à partir d'un phénomène physique « palpable »: l'effet Joule (ou effet calorifique).

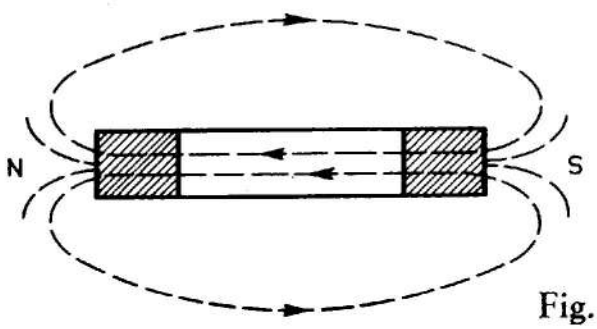


Fig. 1

Par définition, on appelle intensité efficace d'un courant alternatif l'intensité I du courant continu qui, traversant le même conducteur de résistance R, pendant le même temps T (période), y dégage la même énergie calorifique.

On démontre (le calcul est trop complexe pour être donné ici), que la valeur de l'effet Joule pour une période vaut:

$$W = RI^2mT : 2$$

Le courant continu dégage l'énergie:

$$W' = R I^2 T$$

En égalant W et W', on obtient:

$$RI^2T = RI^2mT : 2$$

$$I^2 = \frac{I^2m}{2} \quad \text{et} \quad I = \frac{Im}{\sqrt{2}} = Ieff.$$

Leçon n° 23

MESURES DES COURANTS ALTERNATIFS

AMPEREMETRES et VOLTMETRES pour C.A.

Pour faire des mesures en courants alternatifs de fréquences peu élevées on emploie couramment trois types d'instruments: les instruments *à fer mobile*, qui peuvent mesurer aussi bien les courants continus que les courants alternatifs, mais qui ont peu de sensibilité; les instruments *à cadre mobile* pourvus d'un redresseur à oxyde de cuivre (ce redresseur ayant pour objet de convertir le courant alternatif en un courant continu pouvant être mesuré par un instrument sensible à cadre mobile) et les *voltmètres électroniques*, ou voltmètres à lampe, qui seront étudiés, plus tard, d'une manière détaillée.

Avant de passer en revue les deux premiers types d'instruments que nous venons de citer, nous résumerons brièvement ce qui a été dit sur les courants alternatifs, ceci dans le but de comprendre plus facilement comment on peut les mesurer.

Nous avons déjà appris ce qu'est le courant alternatif, comment il se comporte, dans quelles conditions on peut le produire, etc...

Nous savons que le courant alternatif circule périodiquement, d'abord dans un sens, puis dans l'autre, comme le montre la **figure 1**. Le temps pendant lequel son amplitude passe de 0 à un maximum positif, revenant à zéro pour atteindre un maximum négatif et retournant à zéro, correspond au temps d'un cycle ou d'un hertz.

On sait aussi, que la partie du cycle pendant laquelle le courant circule dans le même sens (voir figure) est appelée « alternance », « demi-période » ou « demi-onde », et que la fréquence n'est autre que le nombre de cycles/seconde: on sait qu'un courant alternatif peut avoir une fréquence quelconque.

La représentation graphique d'un courant ou d'une tension variant en fonction du temps est appelée « forme d'onde».

La **figure 2** montre les variations d'amplitude et le sens à chaque instant. Il existe des formes d'onde diverses, en dehors de la forme sinusoïdale qui est la seule que nous ayons étudié jusqu'à présent; ce sont les formes d'onde en dents de scie, rectangulaires etc.

Valeur efficace d'une onde sinusoïdale

La valeur moyenne, arithmétique, d'une période complète d'une onde sinusoïdale est égale à zéro, puisque les deux demi-périodes qui la composent sont égales et de signes contraires.

Les termes « positif » et « négatif » sont un moyen commode pour indiquer que le courant change de sens; toutefois, il est bon de se rappeler que, du point de vue du fonctionnement des circuits, le courant passe pendant les deux demi-périodes et accomplit la même quantité de travail dans chacune d'elles.

Si un courant a une forme sinusoïdale, son amplitude varie constamment pendant chaque alternance.

Le problème des mesures en courant alternatif se ramène à ceci: les unités fondamentales des mesures électriques, c'est-à-dire le volt et l'ampère, sont basée sur le courant continu; il faut donc chercher comment on peut comparer les valeurs de tensions et des intensités des courants alternatifs à celle mesurées en c.c.

Tout d'abord, il apparaît évident que l'on ne peut prendre en considération, pour cela, les valeurs de crête, car celles-ci ne durent qu'un bref instant au cours de chaque alternance.

Ainsi, pour déterminer un rapport bien défini entre courant continu et courant alternatif, on a étudié les effets thermiques produits par ces deux courants.

On a constaté alors, qu'une tension ou une intensité égale à 0,707 fois la valeur de crête d'un courant alternatif, produit le même effet thermique, dans une résistance donnée: en d'autres termes, on peut dire qu'un courant alternatif produit un effet thermique (dégagement de chaleur) égal à celui que produit un courant continu ayant une valeur correspondante à 0,707 de celle du courant alternatif (crête).

Tout ceci a été étudié et illustré dans la leçon précédente et il a été démontré, également, comment le coefficient 0,707 dérive de la racine carrée de 2. Toutefois, il ne sera pas inutile de donner encore quelques exemples faciles d'applications de cette formule de conversion car, si elle est présente à notre esprit, la compréhension du fonctionnement des instruments de mesure en alternatif s'en trouvera facilitée.

Supposons, par exemple, qu'un circuit est parcouru par un courant sinusoïdal dont l'intensité de pointe est de 5 ampères: un tel courant, nous le savons, produit un dégagement de chaleur égal à celui que produirait un courant continu d'une intensité de $5 \times 0{,}707 = 3{,}535$ ampères.

La valeur de crête, ou valeur maximum, multipliée par le facteur de conversion 0,707, s'appelle **valeur efficace**; en conséquence, 3,535 ampères est la valeur efficace d'un courant ayant une valeur de crête de 5 ampères.

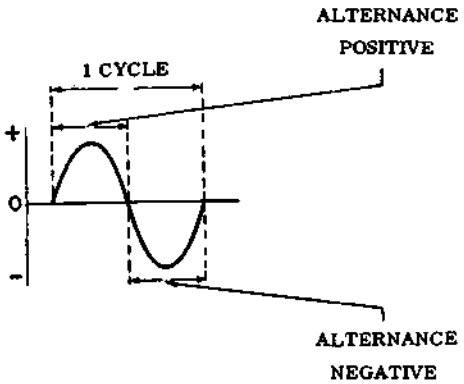


Fig. 1 - Représentation de l'allure caractéristique d'un courant alternatif avec son inversion de polarité pendant un cycle (deux alternances). La forme d'onde, c'est-à-dire la variation dans le temps est, sinusoïdale dans ce cas.

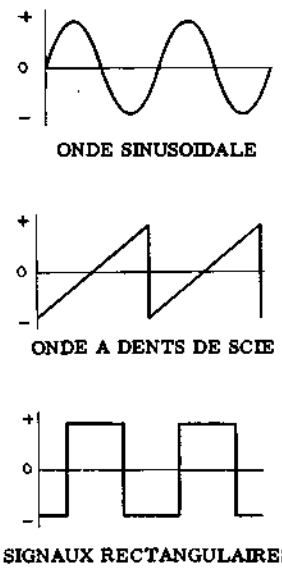


Fig. 2 - Un courant alternatif n'est pas toujours de forme sinusoïdale. En électronique on rencontre fréquemment des courants en dents de scie ou de forme rectangulaire, tels que ceux représentés sur cette figure. L'augmentation ou la diminution de l'amplitude de ces courants suivent des lois différentes.

$$I_{eff} = 0{,}707\ I_{max}$$

$$I_{max} = \frac{I_{eff}}{0{,}707} = 1{,}414\ I_{eff}$$

L'effet thermique d'un courant est dû à la fonction de la puissance dissipée donnée par la formule $P = I^2 R$ qui permet de calculer, la puissance dissipée en chaleur dans une résistance. Cette quantité de chaleur varie comme le carré de l'intensité et elle est maximum quand l'onde sinusoïdale atteint sa valeur de crête.

Pour trouver la quantité de chaleur dissipée pendant une période du courant, on doit élever au carré chacune des valeurs instantanées du courant. On trouve ainsi une valeur moyenne de ces valeurs, dont on extrait, ensuite, la racine carrée: celle-ci donne la valeur efficace et correspond à 0,707 fois la valeur de crête.

Les instruments de mesure pour un courant alternatif sont étalonnés de façon à indiquer la valeur efficace de la tension ou du courant dont on mesure respectivement l'amplitude ou l'intensité. Si, par exemple, un instrument indique un courant de 70,7 mA, cela veut dire que l'on mesure un courant alternatif dont la valeur de crête est de 100 milliampères.

Nous devons également mentionner deux autres valeurs, bien connues, concernant le courant sinusoïdal: **la valeur moyenne** et **le facteur de forme**. En faisant la moyenne des valeurs instantanées de la tension pendant une alternance, nous avons déjà vu que:

$$E_{moy} = 0{,}637\ E_{max}$$

La valeur efficace est évidemment plus élevée que la valeur moyenne puisque:

$$E_{eff} : E_{moy} = 0{,}707 : 0{,}637 = 1{,}11$$

Le facteur 1,11 — appelé facteur de forme d'un courant sinusoïdal — est donc le rapport entre la tension moyenne et la tension efficace.

On retiendra que les valeurs efficaces et moyennes dont nous venons de parler ne concernent que les courants et les tensions sinusoïdales.

INSTRUMENT à FER MOBILE

Les seuls types d'instruments à fer mobile encore employés de nos jours sont ceux à ailettes — ou palettes — mobiles qui, bien que pouvant mesurer aussi bien le courant continu que le courant alternatif, ne sont généralement utilisés que pour les mesures en alternatif car, nous l'avons vu, des instruments plus sensibles et plus précis existent pour le courant continu.

Les instruments à fer mobile sont principalement employés pour la mesure des tensions et des intensités des courants alternatifs de fréquences peu élevées, c'est-à-dire des « courants industriels ».

Nous avons étudié, au cours de la 17eme leçon, le principe de fonctionement de ce type d'instrument; nous donnerons ici, quelques précisions supplémentaires pour compléter, le sujet. Répétons encore que ces instruments à fer mobile sont très peu employés en électronique.

L'équipement mobile est conçu suivant un principe déjà exposé, c'est-à-dire que deux ailettes de fer doux se repoussent mutuellement lorsqu'elles sont aimantées avec la même polarité.

Elles sont placées à l'intérieur d'une bobine qui joue le rôle d'un électro-aimant quand elle est parcourue par un courant. Les lignes de force partent du pôle Nord de l'enroulement, se recourbent vers l'extérieur de la bobine, diverses lignes de force passent à travers des ailettes de fer, car celles-ci ont une réluctance plus faible que celle de l'air; sous l'action de ce champ magnétique dense, les deux ailettes se repoussent mutuellement.

Si le sens du courant que l'on mesure, et qui aimante les ailettes, change pendant la seconde alternance, le phénomène de répulsion subsiste car, la polarité magnétique du champ et des ailettes de fer doux changeant également de sens, ces dernières continuent à se repousser.

Ce principe est utilisé dans les instruments à ailettes radiales comme dans ceux à ailettes concentriques. La différence entre ces deux types a été montrée dans notre 17eme leçon; nous y revenons ici, pour donner quelques explications complémentaires.

Dans les deux types nous trouvons des ressorts de rappel qui présentent une opposition, judicieusement

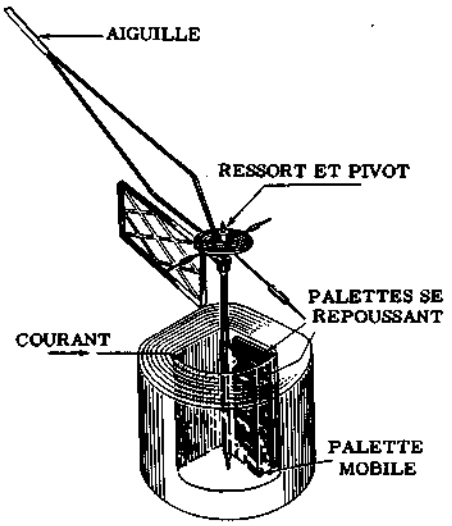


Fig. 3 - Instrument de mesure à fer mobile à ailettes radiales. L'aiguille est fixée sur l'axe supportant l'ailette mobile; l'autre ailette est fixe.

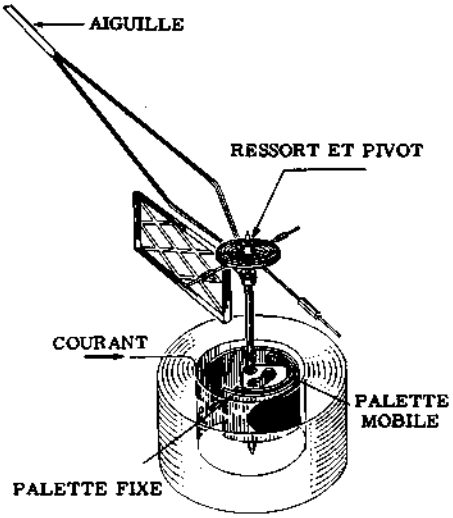


Fig. 4 - Instrument de mesure à fer mobile à ailettes concentriques. Les deux ailettes sont placées l'une dans l'autre: l'axe supportant l'aiguille est solidaire de l'ailette mobile placée à l'intérieur.

calculée, au déplacement de l'équipage mobile et qui ont pour effet de ramener l'aiguille à la position zéro quand le courant cesse de passer dans l'instrument.

L'aiguille se déplace donc jusqu'au point où la force de répulsion des ailettes est égale à celle que lui oppose le ressort.

Dans les instruments à ailettes radiales, deux plaquettes de fer doux sont placées à l'intérieur de la bobine; l'une d'elle est fixe, tandis que l'autre, montée sur un axe, peut tourner librement entraînant l'aiguille indicatrice (**figure 3**). L'axe tourne dans des crapaudines de saphir (ou de rubis), tout comme dans les montres, ce qui permet d'avoir un minimum de frottements et d'usure.

Quand la bobine est parcourue par un courant, les ailettes rectangulaires s'aimantent et se repoussent, celle qui est mobile s'éloigne de celle qui est fixe provoquant le déplacement de l'aiguille qui donne la mesure de l'amplitude de la tension présente aux bornes de la bobine, ou bien du courant qui la parcourt.

Bien que basés sur le même principe, les instruments à ailettes concentriques sont légèrement différents. Les ailettes de fer doux ont, dans ce cas, une forme semi-circulaire (**figure 4**) et sont dites concentriques parce qu'elles sont placées l'une dans l'autre. L'ailette fixe est placée à l'extérieur, un de ses côtés est légèrement plus petit que l'autre, tandis que l'ailette mobile, placée concentriquement à l'intérieur de la première et montée sur un axe, a ses deux côtés égaux.

Quand un courant passe dans la bobine, les ailettes deviennent le siège de lignes de force concentrées qui sont uniformément distribuées dans l'ailette mobile qui est de forme régulière, et non uniformément dans l'ailette fixe qui est de forme irrégulière. Dans la partie la plus étroite de celle-ci passe un nombre moindre de lignes de force, puisque la quantité de fer étant moins grande, la réluctance est plus importante.

Les lignes de force ainsi concentrées se repoussent mutuellement: l'ailette mobile tournera donc autour de son axe pour rétablir l'équilibre dans leur distribution, jusqu'à ce que la distance maximum soit atteinte entre les lignes. La partie mobile se dirigera vers la partie la plus étroite de l'ailette fixe, car c'est dans cette direction que les lignes de force sont les moins denses.

Dans ce cas, également, le déplacement est proportionnel à la quantité de courant et la force de répulsion tendra à équilibrer la force contraire, exercée par le ressort de rappel, qui ramènera l'aiguille au zéro dès que le courant aura cessé de passer dans la bobine.

Dans les petits instruments, du type à ailettes radiales, la bobine est logée dans un boîtier métallique fermé et l'équipement mobile s'adapte exactement à l'espace disponible. Dès que se manifeste la force de répulsion, l'ailette se met en mouvement et comprime l'air devant elle, ce qui a pour effet de réduire sa vitesse de déplacement. Quand l'aiguille a tendance à s'arrêter, l'amortissement causé par l'air tend à cesser et l'aiguille exécute une série d'oscillations d'amplitudes décroissantes, jusqu'à l'arrêt complet (ceci constitue un des inconvénients des instruments de ce type).

Dans les instruments de dimensions plus grandes, on fixe sur l'axe une ailette légère en aluminium (**figure 5**); celle-ci est enfermée dans un boîtier métallique rempli d'air dans lequel elle peut se déplacer librement; la résistance au mouvement est plus grande que dans le cas précédent et, par conséquent, l'amortissement des oscillations est plus efficace et plus rapide. La lecture peut se faire plus rapidement car l'aiguille s'immobilise presque immédiatement sur la position correspondant à la mesure.

Autres caractéristiques

L'action des ailettes concentriques se produit de telle sorte que l'aiguille donne une lecture suivant une *loi quadratique* plutôt qu'en proportion directe à la quantité de courant.

Par exemple, si le courant double de valeur, l'intensité du champ magnétique dans lequel sont plongées les ailettes double également de valeur, et celles-ci se repousseront avec une force deux fois plus grande pour chacune d'entre elles: il s'ensuit que la force de répulsion développée est quatre fois plus importante.

La répulsion — et par suite, le déplacement de l'ai-

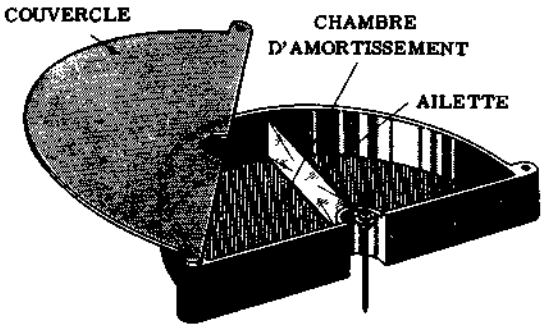


Fig. 5 - Dans les instruments à fer mobile on trouve, parfois, une chambre d'amortissement remplie d'air, contenant une ailette ayant pour effet de freiner les oscillations de l'aiguille. Celle-ci permet une lecture beaucoup plus rapide en évitant d'attendre longtemps avant que l'indice s'arrête sur la valeur correspondant à la mesure.

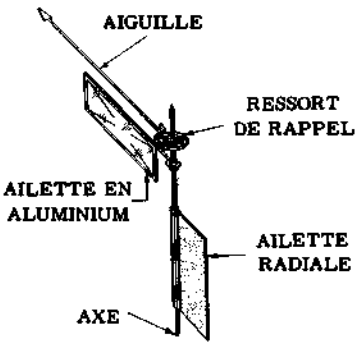


Fig. 5 bis - Détail de l'équipage mobile en utilisant le système d'amortissement décrit dans la figure ci-contre.



Fig. 6 - L'échelle de lecture d'un instrument de mesure à fer mobile, n'est pas linéaire; ses graduations suivent une loi quadratique, ainsi qu'on peut le voir sur ce dessin où, par exemple, la graduation 5 se trouve placée au premier quart de l'échelle totale qui va jusqu'à 10. Ce fait limite naturellement la précision de la lecture dans la partie initiale de l'échelle.

guille — ne varie pas en fonction directe de l'intensité mais en fonction du carré de l'intensité. Donc si celle-ci double de valeur, la répulsion devient quatre fois plus grande; si l'intensité triple, la répulsion devient neuf fois plus importante, etc...

On dit que l'échelle n'est pas linéaire et que la déflection de l'aiguille se fait suivant une loi quadratique: c'est ainsi que la distance entre les chiffres indiquant les valeurs successives — ou les petits tirets les représentant sur le cadran — est minimum au début de l'échelle et augmente au fur et à mesure qu'on se déplace vers l'extrémité opposée.

Dans une échelle réellement quadratique, n'importe quel point indiquant une valeur double de celle du point précédent représente une déflection quadruple. Par exemple, la **figure 6** montre une échelle dans laquelle la déviation totale de l'aiguille se produit pour une valeur égale à 10, tandis que la valeur 5 se situera seulement au quart de l'échelle (et non au centre); ainsi, un courant deux fois plus grand entraîne une déviation de l'aiguille quatre fois plus importante.

Quand la bobine est parcourue par un courant sinusoïdal, l'amplitude de celui-ci n'est pas constante mais, de par sa nature même, varie constamment: en d'autres termes, si le courant à mesurer a une fréquence de 50 périodes (ou cycles par seconde), son amplitude varie de zéro à un maximum, dans un sens, puis revient à zéro pour atteindre ensuite son maximum dans le sens opposé et revenir à zéro, ce cycle se répétant 50 fois par seconde, les lignes de force changent donc constamment d'intensité et de sens: la force de répulsion réciproque entre les deux ailettes varie donc de zéro à un maximum et retourne à zéro 100 fois par seconde, étant donné que la force de répulsion atteint sa valeur maximum à chaque alternance, que celle-ci soit positive ou négative.

L'aiguille de l'instrument restera, malgré tout, immobile en un point du cadran car son inertie — due à son poids — l'empêche de suivre les variations instantanées. Comme il lui est physiquement impossible de changer de position 100 fois par seconde, cette aiguille prend une position qui indique la valeur moyenne des lignes de force produites à chaque alternance; cette valeur est à son tour, proportionnelle à la valeur moyenne de l'intensité du courant, c'est-à-dire à 0.637 fois la valeur de crête: l'instrument indique donc la valeur moyenne.

Mais, pour qu'elles aient toute leur signification, les mesures en courant alternatif doivent être indiquées en valeurs efficaces, c'est-à-dire en valeurs produisant le même effet thermique qu'un courant continu de même intensité. C'est pour cette raison que les instruments sont étalonnés en valeurs efficaces et non en valeurs moyennes.

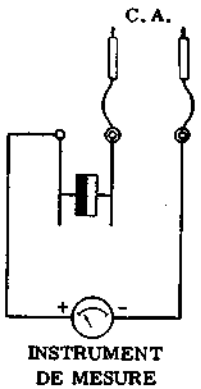
Supposons, par exemple, que l'on doive tracer une échelle pour un nouvel instrument et que, pour cela, nous le branchions aux bornes d'une source de tension sinusoïdale délivrant une tension crête de 100 volts. Dans ce cas, l'aiguille devrait indiquer une valeur moyenne égale à 63,7 volts, mais pratiquement nous inscrirons la valeur efficace, soit 70,7 volts ($E_{eff} = 0{,}707 \times 100$ V) et toute l'échelle sera étalonnée en valeurs efficaces et non en valeurs moyennes.

La plupart des instruments pour courants alternatifs sont étalonnés en courant sinusoïdal (dont la fréquence est égale à celle du réseau électrique, 50 c/s). Cependant les courants rencontrés dans les circuits radio n'ont pas tous une forme sinusoïdale, ni une fréquence de l'ordre de celle du secteur; dans ce conditions les lectures faites ne sauraient être tenues pour exactes, mais elles doivent être considérées comme des indications approximatives.

En général, les instruments à fer mobile ne sont pas utilisés pour la mesure des courants dont la fréquence est supérieure à 100 périodes par seconde.

En effet, la réactance inductive d'une bobine ($X_L = 2\pi f L$) augmente avec la fréquence et produit donc une diminution de l'intensité du courant qui la parcourt; c'est pourquoi un instrument de ce genre donne une lecture fausse si on l'utilise pour effectuer des mesures sur des courants alternatifs dont la fréquence est plus élevée que celle du réseau électrique (pour laquelle il a été étalonné).

De plus, les pertes par hystérésis et par courants



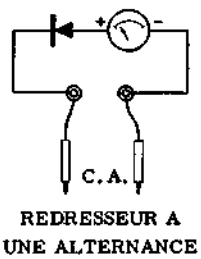
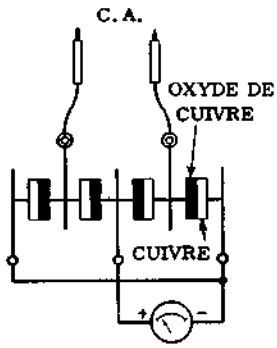


Fig. 7 A - Représentation pratique et schématique de un instrument de mesure à bobine mobile avec redresseur pour la mesure des courants alternatifs. Redressement d'une seule alternance.



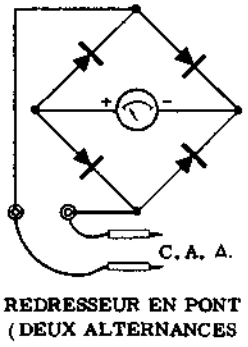


Fig. 7 B - Représentation pratique et schématique d'un instrument de mesure à cadre mobile avec redresseur pour la mesure des courants alternatifs. Le redressement des deux alternances se fait au moyen d'un circuit en pont.

parasites augmentent dans les ailettes, lorsque la fréquence augmente, et constituent une source supplémentaire d'erreurs.

La tolérance indiquée pour les mesures faites avec la plupart des instruments à fer mobile est de l'ordre de 5%.

Une vis de réglage placée sur la face avant de l'appareil agit sur un des ressorts et permet de placer l'aiguille exactement sur le zéro, en l'absence de courant.

Pour éviter qu'un champ magnétique extérieur ne vienne perturber le fonctionnement de l'instrument, et ne fausse les lectures celui-ci est enfermé dans un boîtier métallique (en fer), lequel forme un blindage magnétique.

Dans le cas d'un voltmètre, la bobine de l'instrument est constituée par un enroulement comportant un grand nombre de spires en fil très fin; on peut utiliser une résistance additionnelle en série pour étendre l'échelle de lecture à la valeur désirée.

Dans le cas d'un ampèremètre, le nombre de spires est très réduit et le fil a un grand diamètre. Les ampèremètres à fer mobile peuvent être utilisés pour mesures de fortes intensités sans qu'il soit nécessaire de les munir de résistances « shunt ». Cependant à cause de leur sensibilité insuffisante, ils ne peuvent convenir à la mesure des courants faibles, comme on peut le faire avec les instruments à bobine mobile dont nous avons déjà parlé.

La sensibilité maximum de ce type d'appareil est de l'ordre de 15 mA (au maximum de l'échelle), soit 67 ohms par volt.

En conclusion, on peut affirmer que ce type d'instrument est utile pour mesurer les tensions et les intensités des courants à la fréquence du réseau électrique; il est en outre, assez bon marché, mais ne peut convenir, en général, aux mesures effectuées en électronique surtout à cause de sa faible sensibilité.

INSTRUMENTS à REDRESSEURS

En électronique, la plupart de mesures en courant alternatif de basse fréquence se font au moyen d'instruments à cadre mobile équipés, d'un redresseur à l'oxyde de cuivre. Leur sensibilité et leur précision sont bien supérieures à celles des instruments à fer mobile.

La majorité des « boîtes de contrôle » ou « multimètres » (« tester ») — c'est-à-dire des instruments permettant aussi bien les mesures de courant et de tension en courant continu qu'en courant alternatif — comportent un redresseur sec pouvant être mis en service au moyen d'un commutateur.

L'instrument à redresseur est donc formé d'un instrument à cadre mobile (équipage d'Arsonval) et d'un redresseur dont la fonction est de transformer le courant continu dont la valeur peut alors être lue directement sur le galvanomètre.

Un redresseur à l'oxide de cuivre est formé d'un certain nombre de disques en cuivre revêtus, sur une de leurs faces, d'une couche d'oxyde. Ils sont séparés par des rondelles de plomb et fortement serrés les uns contre les autres par une tige filetée centrale, isolée. Ce type de redresseur peut être conçu soit pour redresser une alternance, soit pour les deux (**fig. 7**).

Le rôle du redresseur, nous l'avons dit, consiste à transformer le courant alternatif en une certaine forme de courant continu (dit **pulsé**); par conséquent, le courant qui en sort, à la différence de celui qui entre, ne change plus périodiquement de sens.

La résistance de conduction du cuivre vers l'oxyde est très faible par rapport à celle de l'oxyde vers le cuivre; la conduction est donc unilatérale, du cuivre vers l'oxyde de cuivre, et le passage du courant ne peut se faire qu'en ce sens.

Le fonctionnement de ce redresseur est tout à fait semblable à celui du détecteur diode que nous avons employé en Haute Fréquence dans les récepteurs de radio très simples, décrits au cours des 7eme, 8eme et 9eme leçons.

Redressement d'une alternance - Quand un courant alternatif est appliqué à un redresseur en série avec une résistance, (**figure 8-A**), le courant passe de la

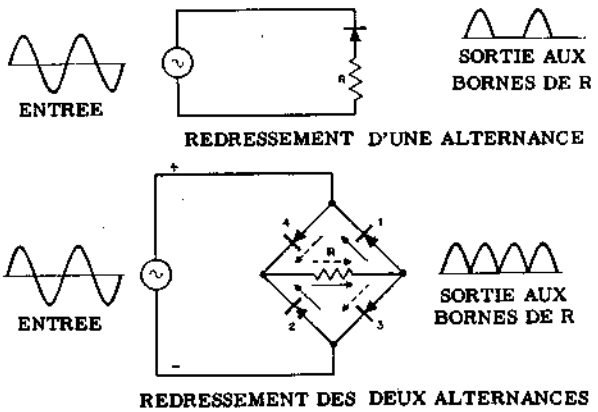


Fig. 8 A et B - Ces figures mettent en évidence la forme du courant à la sortie d'un redresseur pour une alternance (A) et pour les deux alternances (B). Dans le premier cas, on notera l'analogie avec ce qui a été exposé précédemment dans la 7ème leçon, page 53.

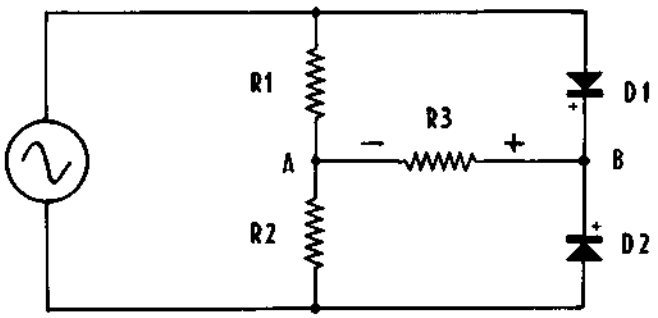


Fig. 9 - Redresseurs en opposition pour le redressement des deux alternances. On obtient aux bornes de R3 une tension continue pulsée égale à la moitié de la tension alternative appliquée à l'entrée du circuit de redressement.

pointe de la flèche (représentant le cuivre) vers le trait gras (représentant l'oxyde de cuivre) et non dans le sens opposé où il rencontre une forte résistance.

Par conséquent, le courant passant dans la résistance ne peut changer de direction, mais comme il ne passe que pendant une alternance sur deux, on dit que c'est un *courant continu pulsé*.

Ainsi donc, si l'on ne redresse qu'une seule alternance, le courant ne passe dans la résistance que pendant une demi-période du courant alternatif et non pendant l'autre. Cela signifie que le courant pulsé (voir figure 8-A) se présente comme un courant alternatif dont on aurait supprimé une alternance sur deux: il part d'une valeur de zéro, passe par un maximum et retourne à zéro, toujours dans de même sens.

Ce courant reste nul pendant l'alternance suivante (qui est de signe opposé à la précédente) puis le processus recommence.

Redressement des deux alternances

On peut faire en sorte que le courant passe dans la résistance pendant les deux alternances, et dans la même direction (redressement de l'onde entière), en employant un redresseur en pont (figure 8-**B**).

Quand l'alternance positive est appliquée au redresseur, le courant du générateur passe dans le redresseur « 2 », par la résistance *R* de *gauche à droite*, passe ensuite dans le redresseur « 1 » dans le sens convenable (du cuivre vers l'oxyde) et retourne au générateur.

Dans l'alternance suivante, la polarité de la tension s'inverse: le courant du générateur traverse le redresseur « 4 », la résistance *R* (toujours de gauche à droite), puis le redresseur « 3 » et retourne au générateur.

On peut noter que pendant le cycle entier d'un courant alternatif (dont le sens a changé), le courant passant dans la résistance *R* a circulé dans le même sens de gauche à droite).

Le courant alternatif est donc converti en un courant continu pulsé: il est continu car il ne change plus de sens ; il est pulsé car son amplitude reste variable.

Il est également possible de redresser les deux alternances d'un courant alternatif au moyen du système représenté sur la **figure 9**, où les redresseurs sont montés en opposition (c'est le montage généralement employé dans les alimentations des récepteurs de radio).

Dans ce cas, la tension du générateur est appliquée à deux résistances, placées en série, de valeur égale, sur lesquelles sont branchés, en parallèle, deux redresseurs identiques montés en sens contraire (sens de conduction opposés).

Quand l'alternance positive est appliquée au redresseur « 1 », le courant rencontre une forte résistance et il ne peut passer qu'à travers le redresseur «2», puis par la résistance *R3* pour revenir au générateur par la résistance *R2*.

Au cours de l'alternance suivante, le courant passe par le redresseur «1» puis dans *R3* (dans le même sens que précédemment) et retourne au générateur par *R1*.

Nous verrons, par la suite, l'importance et l'utilité de ce type de redresseur que l'on rencontrera fréquemment dans des réalisations pratiques. Il convient de signaler, dès à présent, que la tension redressée est égale à la moitié (environ) de la tension alternative car, ainsi qu'on peut le voir sur le schéma, on ne redresse que la tension présente aux bornes d'une des deux résistances, *R1* pour une alternance et *R2* pour l'autre; or, *R1* et *R2* forment un diviseur de tension et ne retrouvent à leurs extrémités respectives que la moitié de la tension alternative fournie par le générateur.

La tension continue, redressée est recueillie entre les points *A* et *B*.

UTILISATION des REDRESSEURS pour la MESURE des COURANTS ALTERNATIFS

En remplaçant la résistance *R* des figures 8-A et 8-B par un instrument de mesure à cadre mobile, on peut faire des mesures précises en courant alternatif. Celui-ci en effet, transformé en courant continu pulsé, par redressement, passe à travers l'équipage mobile de l'instrument provoquant la déviation de l'aiguille qui indiquera la valeur moyenne de ce courant. Comme dans le cas d'un instrument de mesure à fer mobile, l'inertie de l'équipage mobile immobilisera l'aiguille sur une gra-

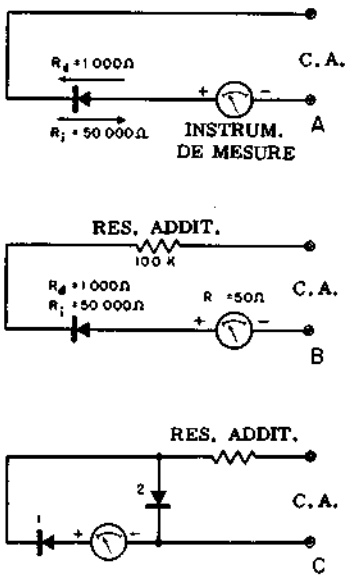


Fig. 10 - Dans le circuit A, la résistance totale est de 1 050 ohms dans un sens et de 50 050 ohms dans l'autre. Mais si l'on ajoute une résistance additionelle de valeur élevée, comme en B, la valeur totale est de 101 050 dans un sens, contre 150 050 dans l'autre et la différence devient d'un pourcentage faible. Pour remédier à cela, on adopte le schéma de la figure C.

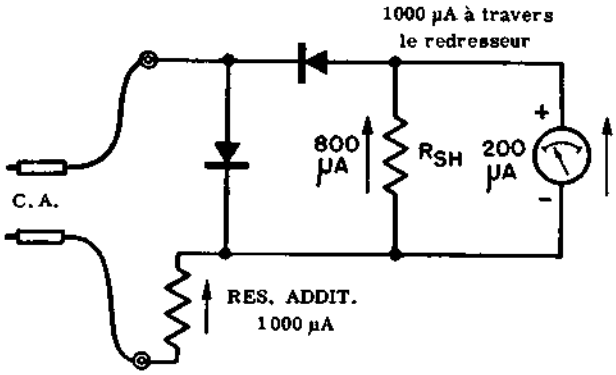


Fig. 11 - Si l'on place un «shunt» (R_{sh}) sur l'instrument, une intensité plus forte passe dans les redresseurs ce qui élimine les inconvénients résultant de leur variation de résistance en fonction de l'intensité qui les traverse.

duation donnée et l'empêchera de suivre les variations instantanées de l'amplitude du courant.

Le courant moyen passant dans la bobine aura une valeur différente selon que l'on redressera une alternance ou les deux.

Dans le cas où les deux alternances sont redressées (redresseurs en pont de la figure 8-B ou redresseurs en opposition de la figure 9), la valeur moyenne sera égale à 0.637 fois la valeur de crête, puisque le cycle entier est utilisé); l'aiguille prendra donc une position correspondant à la valeur de crête multipliée par 0.637 Cependant, comme nous l'avons vu plus haut, les échelles de l'instrument étant étalonnées en valeur efficace, la lecture indiquera la valeur de crête multipliée par 0.707.

Dans le cas du redressement d'une seule alternance, le courant ne passera dans le cadre mobile que pendant une demi-période. Par suite de son inertie, l'aiguille ne pourra plus suivre les variations d'amplitude se produisant au cours du cycle entier. Sachant que la valeur moyenne du courant pendant une demi-période est égale à 0.637 fois la valeur de crête et, étant donné que pendant l'autre demi-période cette valeur est égale à zéro (puisque le courant ne peut passer dans le redresseur), le courant moyen d'un cycle complet sera donc égal à la somme des courants redressés pendant les deux alternances, divisée par deux.

Le courant moyen du cycle entier sera donc égal à $(0.637 - 0) : 2 = 0.318$ fois le courant de crête. L'aiguille prendra donc une position correspondant à la valeur de crête multipliée par 0.318; cependant, l'échelle étant étalonnée en valeur efficace, la lecture indiquera la valeur de crête multipliée par 0.707 (ceci est possible parce que le rapport entre valeur moyenne et valeur efficace se maintient constant pour toutes les valeurs).

Montages pratiques d'instruments à redresseurs

Pour mesurer les tensions, il faut placer des résistances en série avec l'équipage mobile et le redresseur.

Or, en procédant ainsi, on réduit l'efficacité du redresseur car aucun d'eux n'est parfait et si la résistance opposée au passage du courant dans le sens de conduction est très faible, par contre celle opposée dans le sens contraire n'est pas infinie (comme elle devrait l'être théoriquement) et est en général, seulement 50 fois plus élevée.

Voyons maintenant comment le fait d'ajouter une résistance de forte valeur ohmique en série avec un redresseur, diminue son efficacité.

Supposons par exemple, qu'un équipement mobile ayant une résistance propre de 50 ohms, soit placé en série avec un redresseur dont la résistance, dans le sens de la conduction, est de 1 000 ohms. Cet instrument aura donc, dans ce cas, une résistance interne de 1 050 ohms dans un sens, et 50 050 ohms dans l'autre. Pratiquement, le courant ne passera que dans une seule direction (voir **figure 10-A**). Supposons, maintenant que nous voulions mesurer une tension plus élevée et qu'il soit nécessaire, pour cela, de placer en série une résistance additionnelle de 100 000 ohms (figure 10-B).

Pour une alternance, la résistance totale du circuit comprendra la résistance additionnelle de 100 000 ohms, la résistance de conduction *Rd* du redresseur (1 000 ohms) et, enfin, la résistance de la bobine mobile *R* (50 ohms), soit au total 101 050 ohms. Pour l'autre alternance le redresseur ne conduira pas, sa résistance sera de 50 000 ohms, et la résistance totale sera égale à 150 050 ohms (figure 10-B).

Les deux résistances, 101 050 ohms dans un sens et 150 050 ohms dans l'autre, sont peu différentes et, par conséquent, la différence entre les courants passant dans un sens ou dans l'autre sera peu importante: l'aiguille du galvanomètre déviera très peu, indiquant seulement la faible différence entre les deux valeurs des courants.

Pour remédier à cet inconvénient majeur, résultat de la mise en circuit d'une résistance additionnelle de valeur élevée, on utilise généralement deux redresseurs montés suivant le schéma de la figure 10-C. Pendant la première demi-période le courant passe par l'instrument et par le redresseur « 1 », l'alternance est donc redressée. Pendant la demi-période suivante, le courant passe directement par le redresseur « 2 » évitant ainsi, de passer par l'instrument et par le redresseur « 1 »;

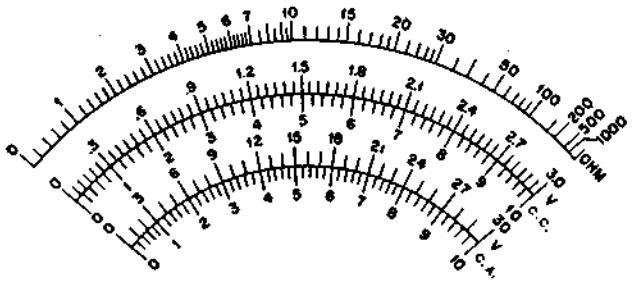


Fig. 12 - Les diverses sensibilités des appareils de mesure (« tester ») au courant alternatif et au courant continu, amènent à une échelle de lecture différente pour les deux types de mesure comme le montre la figure ci-contre. Notons, en particulier, que le cadran en question est divisé en 5 échelles de lecture dont la première en haut, est pour les mesures de résistance en ohms; les deux au centre, permettent de mesurer sur deux échelles différentes du courant continu et les deux dernières font de même pour le courant alternatif.

l'effet néfaste de la résistance additionnelle se trouve donc annulé.

Perfectionnement au circuit

La résistance de conduction d'un redresseur varie d'un élément à un autre; elle est également fonction de l'intensité du courant qui le traverse.

Pour éliminer des inconvénients qui conduiraient à des lectures fausses les circuits d'un instrument de mesure doivent être soigneusement étudiés.

La résistance de conduction peut varier de 2 000 à 500 ohms pour une variation de courant dans le redresseur de 0,1 à 1 mA: si l'on ne prend pas de précautions spéciales, les échelles de lecture ne seront pas linéaires.

On élimine partiellement ce défaut en plaçant un « shunt » sur la bobine mobile et en mettant le redresseur en série avec l'ensemble (**figure 11**).

Si, par exemple, l'instrument a une sensibilité de 200 µA et que la résistance du « shunt » est le 1/4 de celle de la bobine mobile, le courant qui traverse ce « shunt » sera quadruple de celui passant dans l'équipage mobile. Quand l'aiguille déviera à fond d'échelle, il passera 800 µA dans le « shunt » et 200 µA dans le cadre mobile; l'intensité du courant passant dans le redresseur sera donc de 1 000 µA — soit 1mA.

Dans ce cas, même pour de faibles intensités, le redresseur sera traversé par un courant plus important et sa variation de résistance sera négligeable.

Cependant, à cause de la présence du « shunt », tout se passe comme si la sensibilité de l'instrument avait diminué; elle est passée de 200 µA à 1 mA. De fait, il est fréquent de rencontrer dans le commerce, des boîtes de contrôle ou multimètres dont la sensibilité en *ohms/volt* est différente en continu et en alternatif; dans les modèles courants, la sensibilité en alternatif est de 5 000 ohms/volt et elle peut atteindre 20 000 ohms/volt, et plus, dans les modèles de précision.

On peut rendre les échelles à peu près linéaires en choisissant convenablement les valeurs des « shunts » et il serait possible d'utiliser les mêmes graduations aussi bien en courant continu qu'en courant alternatif; toutefois la majorité des multimètres comportent des échelles séparées pour les mesures effectuées en courant alternatif (**figure 12**).

Les circuits de ces instruments comportent souvent une ou plusieurs résistances variables pour compenser les variations pouvant se produire dans le temps ou à l'occasion d'un remplacement des redresseurs (*R1* et *R2* de la **figure 13**).

Pour réétalonner un instrument on lui applique une tension de valeur connue et l'on ajuste ces résistances de manière à obtenir une lecture exacte sur le cadran.

REDRESSEURS à OXYDE de CUIVRE

Les redresseurs à oxyde de cuivre ont une longue durée de vie s'ils ne subissent aucune surcharge, mais ils sont rapidement détériorés si leur température dépasse 70°. Un élément normal, dont la surface est d'environ 5 mm², peut redresser un courant de 15 mA et supporter une tension de 11 volts.

Précision et réponse en fréquence - Du moment que l'imprécision de l'instrument de mesure s'ajoute à celle du redresseur, la précision de l'ensemble sera de l'ordre de ±5%.

Quand la fréquence de la tension ou du courant à mesurer augmente, la lecture — la déviation de l'aiguille — diminue en proportion. Ceci est provoqué par la capacité importante (900 pF environ) du redresseur à oxyde de cuivre: lorsque la fréquence augmente, la réactance capacitive de cette capacité diminue et elle se comporte alors, comme une résistance de faible valeur, en parallèle sur le redresseur lui-même.

C'est ainsi que pour une fréquence de l'ordre de 1 000 hertz, les lectures sont de 0.5 à 1% inférieures à celles obtenues à la fréquence du réseau.

C'est pour cette raison que ce type d'instrument n'est généralement employé que pour mesurer des fréquences inférieures à 16 000 Hz. Si, par exemple, on mesure un courant ayant une fréquence de 5 000 Hz, l'instrument donnera une lecture inférieure de 2.5 à 5% à celle qu'il devrait réellement indiquer (suivant le modèle utilisé).

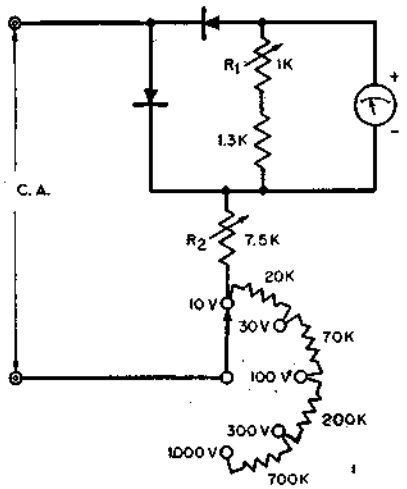


Fig. 13 - R1 et R2 sont des résistances ajustables facilitant l'étalonnage de l'appareil de mesure. En cas de remplacement des redresseurs, l'étalonnage pourra être refait en agissant sur la valeur de ces résistances.

Rappelons enfin, que l'échelle de lecture n'est pas linéaire en son début en raison de la variation de résistance du redresseur en fonction de l'intensité du courant, ainsi que nous l'avons vu plus haut.

Les instruments à redresseurs à oxyde de cuivre peuvent être employés aussi bien pour les mesures de tensions que pour celles d'intensités; toutefois, ils sont plus fréquemment utilisés comme voltmètres.

Ces instruments, dont la sensibilité est supérieure à celle du type à fer mobile, n'ont que très peu d'influence sur les caractéristiques des circuits où doivent se faire les mesures.

COMPARAISON entre les INSTRUMENTS pour COURANTS CONTINUS et ALTERNATIFS

Les instruments pour courant alternatif sont étalonnés en valeur efficace, bien qu'en réalité ils mesurent la valeur moyenne d'un courant sinusoïdal.

Quand un instrument de mesure pour courant alternatif est branché aux bornes d'une tension continue, il donne une lecture égale à 1,11 fois la valeur effective (facteur de forme).

Dans le cas contraire, c'est-à-dire si l'on branche un instrument pour courant continu aux bornes d'une source de courant alternatif, on n'obtient aucune déviation de l'aiguille; équipement mobile, du fait de son inertie, ne peut suivre les variations du courant et l'aiguille reste à zéro tout en vibrant imperceptiblement.

Toutefois, ceci ne signifie nullement qu'il ne passe aucun courant dans l'instrument; il faut faire très attention car, dans des conditions pareilles, il est très facile de détériorer un instrument en lui appliquant une tension alternative plus élevée que celle qu'il peut supporter, bien que l'aiguille n'accuse aucune déviation.

Lors de l'utilisation d'un instrument pour la mesure des courants alternatifs, il est bien évident que nous n'aurons pas à nous préoccuper de la polarité puisque celle-ci s'inverse à chaque instant.

Dans le cas où l'on doit faire des mesures sur des courants alternatifs non sinusoïdaux, il faut contrôler non seulement l'amplitude, mais également la fréquence et la forme du signal. On utilise alors, d'autres instruments de mesure que nous étudierons en temps opportun; parmi eux, l'**oscilloscope** est celui dont l'emploi est le plus répandu.

Cet instrument dont l'utilité est incomparable sera étudié en détail dans une leçon spéciale et nous y donnerons la description complète d'un oscilloscope moderne pouvant être réalisé par nos lecteurs.

Un autre instrument très important que l'on trouve dans tous les laboratoires et ateliers, est le **voltmètre électronique** ou voltmètre à lampe. Nous n'avons pas encore parlé de la lampe thermoïonique, mais nous y avons fait allusion quelquefois déjà: la lampe est un dispositif des plus précieux en électronique, pouvant remplir d'innombrables fonctions dans les circuits et particulièrement, celle d'amplificatrice.

On peut ainsi, en utilisant les caractéristiques de fonctionnement d'une lampe, réaliser des appareils de mesure de tensions soit en courant continu soit en courant alternatif (même de haute fréquence), dont la sensibilité est très grande et la résistance d'entrée élevée (ce qui évite de perturber le fonctionnement du circuit étudié).

La sensibilité des voltmètres électroniques les plus courants est de l'ordre du millivolt (un millième de volt) et la résistance ou plus exactement l'impédance d'entrée peut atteindre 10-20 Mégohms.

Comme accessoires du voltmètre électronique on trouve divers modèles de « sondes » permettant d'étendre le domaine d'utilisation de ces appareils: ainsi, une sonde spéciale permet de mesurer les tensions avec une bonne précision jusqu'à des fréquences très élevées pouvant atteindre 200 ou 300 Mégahertz. Une autre sonde permet de mesurer les tensions de crête des courants alternatifs, tandis qu'une autre encore, donne la possibilité de mesurer des tensions très élevées (jusqu'à 30 000 volts).

Ces sondes, contenues dans de petits boîtiers, sont extérieures au voltmètre électronique proprement dit et s'intercalent entre l'instrument et le circuit où la mesure doit se faire.

Leçon n° 24

SYMBOLES - ABREVIATIONS

C.A. (ou c.a.) = Courant alternatif
C.C. (ou c.c.) = Courant continu
E (ou e) . . . = Tension
E_{eff} . . . . . = Tension efficace
E_m . . . . . = Tension moyenne
E_{max} . . . . . = Tension maximum (ou de pointe, ou de crête).
I_{eff} . . . . . = Intensité efficace
I_m . . . . . = Intensité moyenne
I_{max} . . . . . = Intensité maximum (ou de pointe, ou de crête).
v . . . . . = Vitesse (en général).

FORMULES

F.e.m. induite (en volts) = nombre de lignes coupées par seconde x 10^{-8}

Degrés électriques = t (secondes) × f × 360°.

$$e \text{ (en volts)} = B \times l \times v \times \sin \vartheta \times 10^{-8}$$

$$E_{eff} = \frac{E_{max}}{1{,}414} \qquad E_{eff} = E_{max} \times 0{,}707 \qquad E_{eff} = E_m \times 1{,}11$$

$$E_m = \frac{2 \cdot E_{max} \text{ (surface de l'alternance)}}{\text{longueur de la base}} \qquad E_m = \frac{E_{max}}{\frac{\pi}{2}} \quad \frac{2}{\pi}$$

$$E_m = E_{max} \times 0{,}637 \qquad E_m = E_{eff} \times 0{,}9$$

$$E_{max} = E_{eff} \times 1{,}414 \qquad E_{max} = E_m \times \frac{\pi}{2} \quad \frac{2}{\pi}$$

$$I_{eff} = I_{max} \times 0{,}707 \qquad I_{eff} = \frac{I_{max}}{1{,}414}$$

$$I_m = I_{max} \times 0{,}637 \qquad I_m = \frac{2 \cdot I_{max} \text{ (surface de l'alternance)}}{\text{longueur de la base}}$$

$$I_{max} = \frac{I_{eff}}{0{,}707} \qquad I_{max} = \frac{I_m}{0{,}637} \qquad I_{max} = I_{eff} \times 1{,}414$$

Dans un générateur de courant alternatif:

$$f = \frac{P \times N}{2 \times 60} = \frac{P \times N}{120} \text{ Hz}$$

SYMBOLES SCHEMATIQUES


= Forme d'onde sinusoïdale


= Forme d'onde en dents de scie


= Forme d'onde rectangulaire


= Deux éléments redresseurs en opposition


= Quatre redresseurs en pont

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 22 et 23

N 1 — Qu'entend-t-on par courant alternatif? En quoi diffère-t-il du courant continu?

N 1 — Quels sont les principaux avantages du courant alternatif sur le courant continu?

N 3 — Quelles sont les principales découvertes scientifiques, dans le domaine de l'électricité, dues respectivement à Oersted, Faraday et Henry?

N. 4 — Quels sont les principaux facteurs qui déterminent l'amplitude d'une f.e.m. induite dans un conducteur qui se déplace dans un champ magnétique?

N. 5 — Quelle est la formule permettant de calculer la tension induite dans un conducteur se déplaçant dans un champ magnétique sous un certain angle?

N. 6 — Comment varie l'amplitude de la f.e.m., induite dans un conducteur qui tourne dans un champ magnétique, pour des angles de rotation de 90° et 0°?

N. 7 — Comment détermine-t-on le sens d'une f.em. induite par un champ magnétique?

N. 8 — Quelles sont les caractéristiques physiques d'un générateur à deux pôles?

N. 9 — Pourquoi utilise-t-on une courbe sinusoïdale pour représenter un courant alternatif?

N. 10 — Comment calcule-t-on la fréquence de la tension produite par un générateur, connaissant le nombre de pôles et la vitesse de rotation?

N. 11 — Définir les valeurs des tensions instantanées de crête et efficace.

N. 12 — Quelle est la relation entre le temps et la phase dans un courant alternatif?

N. 13 — Quand deux courants sont-ils en phase ou déphasés?

N. 14 — Quels sont les instruments permettant de mesurer aussi bien les courants alternatifs que continus sans apporter aucune modification et sans ajouter aucun composant?

N. 15 — Comment peut-on mesurer les courants alternatifs au moyen d'un instrument pourvu d'un aimant permanent?

N. 16 — Combien de types de redresseurs existe-t-il?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 163

N. 1 —

a) La résistance totale est de 16,2 ohms environ; b) l'intensité totale est 7,4 ampères et c) les courants passant dans les résistances sont respectivement : I_1 = 2 ampères, I_2 = 2,4 ampères et I_3 = 3 ampères.

N. 2 —

Le signe de la source de f.e.m. est positif si le premier signe rencontré dans le circuit, en passant par la source même, est positif et inversement. Le signe de la chute de tension aux bornes d'une charge est négatif lorsque l'on suit le circuit dans le même sens que les électrons (ou le courant) passant dans la charge, et vice-versa.

N. 3 —

L'erreur ainsi commise n'influe nullement sur la valeur de l'intensité du courant donnée par le calcul. Par contre le signe sera faux.

N. 4 —

Les valeurs ohmiques des résistances *A*, *B*, *C* et *D* sont respectivement: 5 000, 3 330, 4 000 et 2 220 ohms.

N. 5 —

a) Les intensités des courants passant dans *R*5, *R*6 et *R*7 sont respectivement: 7,11 et 17 milliampères.

b) Les tensions aux bornes de *R*1, *R*2 et *R*3 sont respectivement: 70,180, et 350 volts.

N. 6 —

Le rôle d'un atténuateur consiste à réduire — c'est-à-dire à atténuer — la tension, le courant ou la puissance fournie à une charge, sans altérer pour autant le rapport entre tension et intensité (c'est-à-dire la résistance) présent à l'entrée du circuit.

N. 7 —

R_s et la résistance présente entre les bornes *A* et *B* sont égales.

*R*1 a une valeur de 160 ohms et *R*2 = 50 ohms.

N. 8 —

La résistance présente entre *a* et *b* et celle entre *e* et et *f* sont d'égale valeur.

*R*1 et *R*3 sont égales, chacune à 20 ohms et *R*2 à 80 ohms.

N. 9 —

I_1 = 3 ampères; I_2 = 2 ampères.

——————— ☆ ☆ ☆ ———————

Dans les expressions de calcul mathématique, on rencontre souvent des symboles que le lecteur n'est pas habitué à employer. Dans ce but, nous donnons le tableau 39 qui rassemble les symboles principaux avec, à côté, la définition correspondante.

Plusieurs de ces symboles ont déjà été employés dans les leçons précédentes et nous rencontrerons les autres par la suite. Ce tableau comblera donc quelques éventuelles lacunes sur les connaissances déjà acquises pour mieux comprendre les prochaines leçons.

TAB. 39 - SYMBOLES MATHEMATIQUES COMMUNS

Symbole	Définition
=	Egalité entre deux ou plusieurs grandeurs
≠	Inégalité entre deux ou plusieurs grandeurs
>	Inégalité entre deux grandeurs dont la première est plus grande de la seconde (de gauche à droite)
<	Inégalité entre deux grandeurs dont la première est plus petite que la seconde (de gauche à droite)
≧	Egal ou plus grand que...
≦	Egal ou plus petit que...
≅	Approximativement égal à...
≝	Egalité supposée entre deux grandeurs
~	Valeur approximative (presque)
||	Parallélisme
⊥	Perpendicularité
÷	Valeur comprise entre ...et (de ...à)
∞	Grandeur infinie
%	Pour cent
‰	Pour mille
Approx.	Valeur approximative
max.	Maximum
min.	Minimum
Δ	Variation d'une quantité (en plus ou en moins)

FONCTIONS TRIGOMETRIQUES

Dans les triangles rectangles, c'est-à-dire ceux dans lesquels un des angles vaut 90° (soit un angle droit, ou le quart de la circonférence), il existe certains rapports et relations déterminés appelés **fonctions trigonométriques.**

Lorsque pour la représentation graphique de certains problèmes d'électricité ou d'électronique on peut recourir à l'emploi des triangles rectangles (ce qui est le cas pour les courants alternatifs), il est beaucoup plus facile d'arriver à une solution rapide et exacte en employant de telles fonctions.

Avant d'exposer les principes fondamentaux, il est nécessaire de revoir comment se fait, pratiquement, la mesure des angles.

Comme on peut le voir sur la **figure 1,** la circonférence est divisée en quatre parties égales (*quadrants*) par les deux axes perpendiculaires, l'un étant vertical et l'autre horizontal.

Mesure des angles

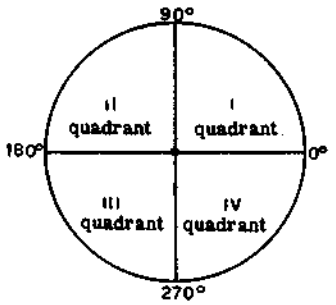


Fig. 1 - En divisant la circonférence par deux diamètres perpendiculaires, on obtient quatre quadrants de 90°.

La partie droite de l'axe horizontal, par rapport au centre, est prise comme ligne de référence.

Les angles sont décrits au moyen d'une rotation de cette ligne dans le sens inverse de celui des aiguilles d'une montre et se mesurent en degrés; il y a 360 degrés pour la circonférence complète.

En d'autres termes, si l'on fait tourner la ligne de référence autour du centre, dans le sens inverse de celui des aiguilles d'une montre), elle décrit un angle circulaire; un degré en est la 360ème partie.

La circonférence de la figure 1 est donc divisée en quatre quadrants comportant chacun 90° (360 : 4 = 90).

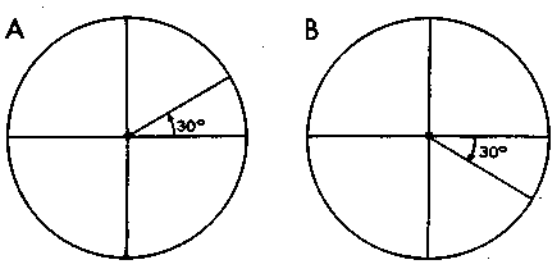


Fig. 2 - Les angles sont positifs dans le sens inverse à celui des aiguilles d'une montre (A) et négatifs dans le sens des aiguilles (B).

La mesure des angles peut se faire également dans le sens des aiguilles d'une montre, mais dans ce cas leurs valeurs numériques sont négatives.

Ceci est illustré par la **figure 2**; dans la figure **2-A** on a représenté un angle positif de 30°, tandis que dans la figure **2-B**, nous avons également un angle de 30° mais négatif.

Sinus, Cosinus et Tangente

Supposons maintenant que nous dessinions un rayon allant du centre d'une circonférence à un point quelconque *P* situé sur celle-ci (**figure 3**); *P* se trouve placé dans le premier quadrant.

Si à partir de ce point on trace une ligne perpendiculaire à l'axe horizontal, on forme un triangle rectangle.

Désignons le rayon par la lettre *Z*, le côté vertical — ou hauteur — par X et le côté horizontal — ou base — par *R*; appelons θ (théta) l'angle formé par le rayon et l'axe horizontal.

Le rayon du cercle formant l'hypoténuse du triangle rectangle (*Z*), est appelé parfois *rayon vecteur*, ainsi que nous l'avons vu au cours de notre étude sur le courant alternatif.

Le **sinus** d'un angle dans un triangle rectangle est

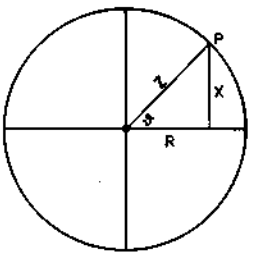


Fig. 3 - Au moyen d'un triangle rectangle inscrit dans le cercle nous pouvons définir le sinus, le cosinus et la tangente d'un angle.

égal au quotient de la longueur du côté opposé à cet angle par la longueur de l'hypoténuse.

Ainsi, dans le triangle de la figure 3 on a:

$$\sin \theta = \frac{X}{Z}$$

Le **cosinus** d'un angle est égal au quotient de la longueur du côté qui lui est adjacent par la longueur de l'hypoténuse.

$$\cos \theta = \frac{R}{Z}$$

La **tangente** d'un angle est égale au quotient de la longueur du côté opposé par la longueur du côté adjacent, c'est-à-dire:

$$\tan \theta = \frac{X}{R}$$

Supposons, maintenant que nous dessinions un cercle ayant un rayon égal à 1 unité (**figure 4**). Nous aurons dans ce cas:

$$\sin \theta = \frac{X}{Z} = \frac{X}{1} = X$$

En conséquence si le rayon, c'est-à-dire l'hypoténuse, est égal à un, la longueur X (côté vertical) sera toujours le sinus de l'angle.

Examinons la **figure 5**. On y voit en (**A**) que lorsque l'angle θ est petit, la hauteur X est également petite.

En (**B**) par contre, l'angle et la hauteur sont plus grands; tandis qu'en (**C**) — lorsque l'angle atteint 90° — la hauteur est égale au rayon du cercle.

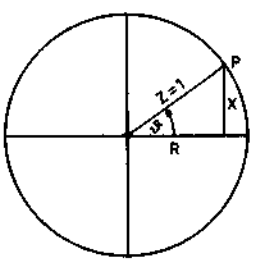


Fig. 4 - Lorsque le rayon est égal à 1 (unité), le sinus de l'angle θ est toujours égal à X.

Puisque dans ce cas, la hauteur est égale au rayon qui a pour valeur l'unité, on a:

$$\sin 90° = \frac{X}{Z} = \frac{1}{1} = 1$$

Ceci est à retenir car on démontre ainsi que le sinus d'un angle de 90° est égal à 1.

A 90° le sinus atteint sa valeur maximum et la hauteur du triangle atteint sa longueur maximum.

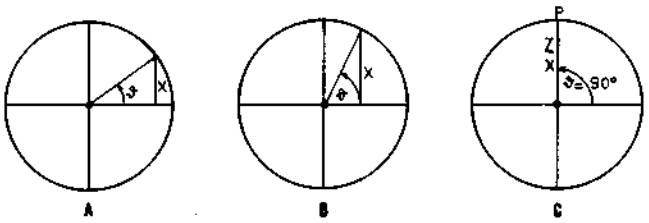


Fig. 5 - Si l'angle est petit (A), X est également petit: il augmente avec l'angle (B) jusqu'à être égal au rayon quand l'angle est de 90° (C).

Il convient de retenir que le sinus d'un angle ne peut être supérieur à 1 puisque la hauteur ne peut être supérieure au rayon.

Au fur et à mesure que l'angle croît de 90° à 180°, la hauteur diminue à nouveau prenant toutes les valeurs intermédiaires entre 1 et 0.

A 180°, le rayon atteint l'axe horizontal et la hauteur devient nulle. Dans ce cas, on a:

$$\sin 180° = \frac{X}{Z} = \frac{0}{1} = 0$$

Lorsque l'angle θ augmente de 180° à 270°, la hauteur X part de l'axe horizontal pour aboutir en un point situé sur la moitié inférieure de la circonférence.

On notera donc que lorsque le triangle rectangle se forme dans le troisième quadrant, la hauteur du triangle est située au-dessous de l'axe horizontal (**figure 6-A**).

Quand cette hauteur se trouve au-dessous de l'axe horizontal, le sinus de l'angle est négatif. Selon une règle de trigonométrie, le sinus des angles compris entre 180° et 360° est négatif.

Dans la figure **6-B**, θ est égal à 270°, la hauteur X est de nouveau égale au rayon Z; il en résulte aussi que le sinus de 270° est égal à 1, mais est négatif. D'où:

$$\sin 270° = -1$$

On constate également qu'un angle positif de 270° est égal à un angle négatif de 90°.

N'importe quel angle positif compris entre 180° et 360° peut être également assimilé à un angle négatif décrit dans le sens des aiguilles d'une montre en partant de l'axe de référence. En effet, on recourt généralement à ce procédé dans l'étude des courants alternatifs, car c'est un moyen plus simple que celui qui consisterait à considérer des angles positifs compris entre 180° et 360°.

Dans la figure **6-C**, par exemple, on voit qu'il est plus facile de dire que l'angle a une valeur négative égale à 30°, plutôt que de dire qu'il a une valeur positive de 330°.

Dans le quatrième quadrant, la valeur du sinus de

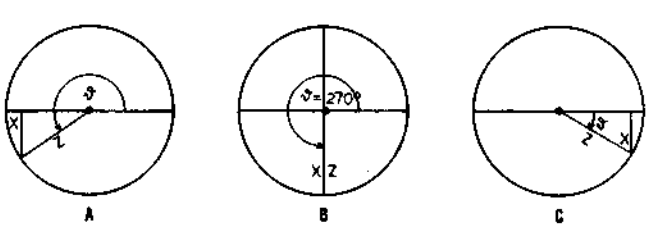


Fig. 6 - Lorsque l'angle est supérieur à 180°, on entre dans les quadrants situés sous l'horizontale: les sinus sont alors, négatifs

l'angle passe de —1 à 270°, à 0 pour 360°.

Résumons brièvement et voyons quelles valeurs prend le sinus d'un angle lorsque celui-ci passe de 0 à 360°.

Le sinus, qui est égal à 0 pour un angle de 0°, passe par une valeur maximum égale à 1 pour 90°, puis diminue graduellement pour revenir à 0 pour angle de 180°. Sa valeur augmente ensuite, mais dans le sens négatif, pour atteindre un maximum égal à —1 pour 270°, puis diminue à nouveau pour retourner à 0, à 360°.

La courbe sinusoïdale

Sur la **figure 7** sont portées toutes les valeurs de sin θ pour des angles augmentant par bond de 30°. En réunissant les différents points on obtient une courbe continue, comme le montre le graphique.

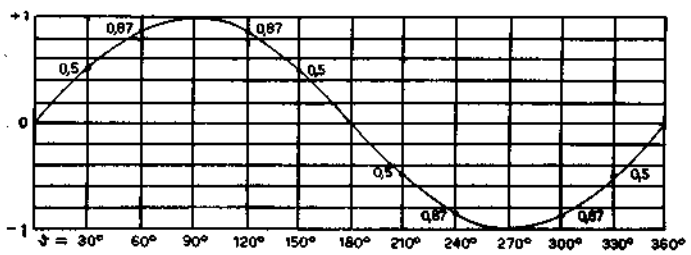


Fig. 7 - La courbe sinusoïdale est formée par la réunion des points représentant les valeurs des sinus de l'angle θ.

Sur l'axe horizontal sont portées les valeurs d'angles. de 30° en 30°, et sur l'axe vertical les valeurs correspondantes des sinus allant de + 1 à —1.

Quand on réunit par un trait continu les différents points représentant les valeurs des sinus pour des angles différents, on obtient une courbe mathématique appelée sinusoïde. Cette courbe, nous le savons, est celle que l'on utilise pour représenter graphiquement les courants et les tensions alternatifs rencontrés dans l'étude de l'electronique.

LES VECTEURS

Une quantité vectorielle peut être représentée graphiquement par une droite.

La longueur de la ligne est tracée d'une façon telle qu'elle corresponde à la quantité vectorielle représentée.

La direction de la ligne correspond à celle de la quantité vectorielle et est déterminée au moyen des règles suivantes:

1) Tous les angles sont mesurés à partir de l'axe horizontal situé à droite du point d'intersection avec l'axe vertical; ce point est appelé « origine ».
2) Tous les angles sont considérés comme étant positifs s'ils sont mesurés dans le sens inverse de celui des aiguilles d'une montre, en partant de l'axe horizontal.
3) Tous les angles sont considérés comme étant négatifs s'ils sont mesurés dans le sens de la marche des aiguilles d'une montre.

La **figure 8** représente une quantité vectorielle dont l'amplitude est égale à 40 unités et qui fait un angle de 40°; on notera la flèche qui indique le sens du vecteur.

Une amplitude et une direction données suffisent à caractériser un vecteur, et un seul. Un vecteur défini

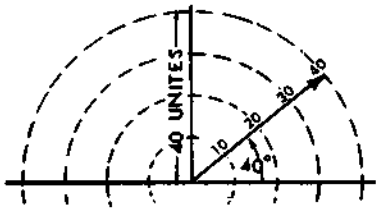


Fig. 8 - Représentation d'une quantité vectorielle de 40 unités en direction de 40°.

de cette façon — en indiquant seulement l'amplitude et la direction — est appelé *vecteur polaire.*

Le vecteur illustré sur la figure 8 peut être identifié comme suit:

40/40°

qui se lit « 40 *avec un angle de* 40° ».

Deux règles essentielles sont à retenir.

La première énonce qu'un vecteur peut être déplacé dans une position parallèle à celle d'origine sans subir aucune altération.

On notera que ces déplacements ne changent ni l'amplitude ni la direction et que, par suite, le vecteur conserve ses caractéristiques originelles; toutefois, ces déplacements sont souvent utilisés pour faciliter les calculs.

Somme de vecteurs

On peut faire la somme de deux vecteurs en les plaçant de telle sorte que l'extrémité du premier corresponde au début du second, la direction des deux vecteurs étant la même.

La somme, ou résultante, se mesure à partir de l'origine et est formée par un vecteur dont la longueur est égale à la somme des longueurs des deux vecteurs mis bout à bout sur la même droite.

Soustraction de vecteurs

Deux vecteurs peuvent être soustraits si on les place de telle sorte qu'ils se superposent, l'extrémité de l'un coïncidant avec une extrémité de l'autre.

Ainsi, le plus petit des deux vecteurs sera confondu avec une partie du plus grand. La différence sera égale à la différence de longueur des deux vecteurs.

Multiplication de vecteurs

Le produit de deux quantités vectorielles peut être obtenu en multipliant les amplitudes entre elles et en faisant la somme algébrique des angles.

Par exemple, si nous voulons multiplier $Z_1 = 10/20°$ par $Z_2 = 15/30°$, on procèdera de la manière suivante:

$$(Z_1)\ (Z_2) = (10/20°)\ (15/30°)$$
$$= (10)\ (15)\ /\ 20° + 30°$$
$$= 150/50°$$

Division de vecteurs

La division des vecteurs se fait d'une manière inverse de celle employée pour la multiplication, c'est-à-dire qu'on divise les amplitudes entre elles et qu'on fait la soustraction algébrique des angles.

TABLEAU 40 -

TABLE TRIGONOMETRIQUE pour la recherche des fonctions d'un angle

A la page 171 nous avons mentionné, pour la première fois, la table trigonométrique dont l'utilité est primordiale pour la recherche des fonctions d'un angle.

Ces tables peuvent être utilisées de la façon suivante.

Pour les angles compris entre 0 et 45°, on cherche la valeur de l'angle dans la **première colonne**. Les valeurs des différentes fonctions de cet angle se lisent sur la ligne correspondante, dans les colonnes désignées par les indications portées dans **le haut de la table** (*Exemple*: pour un angle de 42°, le sinus est 0,66913).

Pour les angles supérieurs à 45°, jusqu'à 90°, leur valeur se cherche dans la **dernière colonne**. Les fonctions correspondantes sont celles indiquées dans **le bas de la table** (*Exemple*: pour un angle de 48°, le sinus est 0,74314).

Pour les angles supérieurs à 90°, on soustrait de 180° la valeur de l'angle désiré et on cherche la fonction de l'angle ainsi obtenu par soustraction; on fera précéder cette fonction du signe —.

degrés	sinus	cosinus	tangente	cotangente	degrés
0°,00'	0,00000	1,00000	0,00000	∞	90°,00'
0°,10'	0,00291	1,00000	0,00291	343,77371	89°,50'
0°,20'	0,00582	0,99998	0,00582	171,88540	89°,40'
0°,30'	0,00873	0,99996	0,00873	114,58865	89°,30'
0°,40'	0,01164	0,99993	0,01164	85,93979	89°,20'
0°,50'	0,01454	0,99989	0,01455	68,75009	89°,10'
1°,00'	0,01745	0,99985	0,01746	57,28996	89°,00'
1°,10'	0,02036	0,99979	0,02036	49,10388	88°,50'
1°,20'	0,02327	0,99973	0,02328	42,96408	88°,40'
1°,30'	0,02618	0,99966	0,02619	38,18846	88°,30'
1°,40'	0,02908	0,99958	0,02910	34,36777	88°,20'
1°,50'	0,03199	0,99949	0,03201	31,24158	88°,10'
2°,00'	0,03490	0,99939	0,03492	28,63625	88°,00'
2°,10'	0,03781	0,99929	0,03783	26,43160	87°,50'
2°,20'	0,04071	0,99917	0,04075	24,54176	87°,40'
2°,30'	0,04362	0,99905	0,04366	22,90377	87°,30'
2°,40'	0,04653	0,99892	0,04658	21,47040	87°,20'
2°,50'	0,04943	0,99878	0,04949	20,20555	87°,10'
3°,00'	0,05234	0,99863	0,05241	19,08114	87°,00'
3°,10'	0,05524	0,99847	0,05533	18,07498	86°,50'
3°,20'	0,05814	0,99831	0,05824	17,16904	86°,40'
3°,30'	0,06105	0,99813	0,06116	16,34986	86°,30'
3°,40'	0,06395	0,99795	0,06408	15,60478	86°,20'
3°,50'	0,06685	0,99776	0,06700	14,92442	86°,10'
4°,00'	0,06976	0,99756	0,06993	14,30067	86°,00'
4°,10'	0,07266	0,99736	0,07285	13,72674	85°,50'
4°,20'	0,07556	0,99714	0,07578	13,19688	85°,40'
4°,30'	0,07846	0,99692	0,07870	12,70631	85°,30'
4°,40'	0,08136	0,99668	0,08163	12,25051	85°,20'
4°,50'	0,08426	0,99644	0,08456	11,82617	85°,10'
5°,00'	0,08716	0,99619	0,08749	11,43005	85°,00'
5°,10'	0,09005	0,99594	0,09042	11,06042	84°,50'
5°,20'	0,09295	0,99567	0,09335	10,71191	84°,40'
5°,30'	0,09585	0,99540	0,09629	10,38540	84°,30'
5°,40'	0,09874	0,99511	0,09923	10,07868	84°,20'
5°,50'	0,10164	0,99482	0,10216	9,78817	84°,10'
6°,00'	0,10453	0,99452	0,10510	9,51436	84°,00'
6°,10'	0,10742	0,99421	0,10805	9,25530	83°,50'
6°,20'	0,11031	0,99390	0,11099	9,00983	83°,40'
6°,30'	0,11320	0,99357	0,11394	8,77688	83°,30'
6°,40'	0,11609	0,99324	0,11688	8,55555	83°,20'
6°,50'	0,11898	0,99290	0,11983	8,34496	83°,10'
7°,00'	0,12187	0,99255	0,12278	8,14435	83°,00'
7°,10'	0,12476	0,99219	0,12574	7,95302	82°,50'
7°,20'	0,12764	0,99182	0,12869	7,77035	82°,40'
7°,30'	0,13053	0,99144	0,13165	7,59575	82°,30'
7°,40'	0,13341	0,99106	0,13461	7,42871	82°,20'
7°,50'	0,13629	0,99067	0,13758	7,26873	82°,10'
8°,00'	0,13917	0,99027	0,14054	7,11537	82°,00'
8°,10'	0,14205	0,98986	0,14351	6,96823	81°,50'
8°,20'	0,14493	0,98944	0,14648	6,82694	81°,40'
8°,30'	0,14781	0,98902	0,14945	6,69116	81°,30'
8°,40'	0,15069	0,98858	0,15243	6,56055	81°,20'
8°,50'	0,15356	0,98814	0,15540	6,43484	81°,10'
9°,00'	0,15643	0,98769	0,15839	6,31375	81°,00'
9°,10'	0,15931	0,98723	0,16137	6,19703	80°,50'
9°,20'	0,16218	0,98676	0,16435	6,08444	80°,40'
9°,30'	0,16505	0,98629	0,16734	5,97576	80°,30'
9°,40'	0,16792	0,98580	0,17033	5,87080	80°,20'
9°,50'	0,17078	0,98531	0,17333	5,76937	80°,10'
10°,00'	0,17365	0,98481	0,17633	5,67128	80°,00'
10°,10'	0,17651	0,98430	0,17933	5,57638	79°,50'
10°,20'	0,17937	0,98378	0,18233	5,48451	79°,40'
10°,30'	0,18224	0,98325	0,18534	5,39552	79°,30'
10°,40'	0,18509	0,98272	0,18835	5,30928	79°,20'
10°,50'	0,18795	0,98218	0,19136	5,22566	79°,10'
degrés	cosinus	sinus	cotangente	tangente	degrés

degrés	sinus	cosinus	tangente	cotangente	degrés
11°,00'	0,19081	0,98163	0,19438	5,14455	79°,00'
11°,10'	0,19366	0,98107	0,19740	5,06584	78°,50'
11°,20'	0,19652	0,98050	0,20042	4,98940	78°,40'
11°,30'	0,19937	0,97992	0,20345	4,91516	78°,30'
11°,40'	0,20222	0,97934	0,20648	4,84300	78°,20'
11°,50'	0,20507	0,97875	0,20952	4,77286	78°,10'
12°,00'	0,20791	0,97815	0,21256	4,70463	78°,00'
12°,10'	0,21076	0,97754	0,21560	4,63825	77°,50'
12°,20'	0,21360	0,97692	0,21864	4,57363	77°,40'
12°,30'	0,21644	0,97630	0,22169	4,51071	77°,30'
12°,40'	0,21928	0,97566	0,22475	4,44942	77°,20'
12°,50'	0,22212	0,97502	0,22781	4,38969	77°,10'
13°,00'	0,22495	0,97437	0,23087	4,33148	77°,00'
13°,10'	0,22778	0,97371	0,23393	4,27471	76°,50'
13°,20'	0,23062	0,97304	0,23700	4,21933	76°,40'
13°,30'	0,23345	0,97237	0,24008	4,16530	76°,30'
13°,40'	0,23627	0,97169	0,24316	4,11256	76°,20'
13°,50'	0,23910	0,97100	0,24624	4,06107	76°,10'
14°,00'	0,24192	0,97030	0,24933	4,01078	76°,00'
14°,10'	0,24474	0,96959	0,25242	3,96165	75°,50'
14°,20'	0,24756	0,96887	0,25552	3,91364	75°,40'
14°,30'	0,25038	0,96815	0,25862	3,86671	75°,30'
14°,40'	0,25320	0,96742	0,26172	3,82083	75°,20'
14°,50'	0,25601	0,96667	0,26483	3,77595	75°,10'
15°,00'	0,25882	0,96593	0,26795	3,73205	75°,00'
15°,10'	0,26163	0,96517	0,27107	3,68909	74°,50'
15°,20'	0,26443	0,96440	0,27419	3,64705	74°,40'
15°,30'	0,26724	0,96363	0,27732	3,60588	74°,30'
15°,40'	0,27004	0,96285	0,28046	3,56557	74°,20'
15°,50'	0,27284	0,96206	0,28360	3,52609	74°,10'
16°,00'	0,27564	0,96126	0,28675	3,48741	74°,00'
16°,10'	0,27843	0,96046	0,28990	3,44951	73°,50'
16°,20'	0,28123	0,95964	0,29306	3,41236	73°,40'
16°,30'	0,28402	0,95882	0,29621	3,37594	73°,30'
16°,40'	0,28680	0,95799	0,29938	3,34023	73°,20'
16°,50'	0,28959	0,95715	0,30255	3,30521	73°,10'
17°,00'	0,29237	0,95630	0,30573	3,27085	73°,00'
17°,10'	0,29515	0,95545	0,30891	3,23714	72°,50'
17°,20'	0,29793	0,95459	0,31210	3,20406	72°,40'
17°,30'	0,30071	0,95372	0,31530	3,17159	72°,30'
17°,40'	0,30348	0,95284	0,31850	3,13972	72°,20'
17°,50'	0,30625	0,95195	0,32171	3,10842	72°,10'
18°,00'	0,30902	0,95106	0,32492	3,07768	72°,00'
18°,10'	0,31178	0,95015	0,32814	3,04749	71°,50'
18°,20'	0,31454	0,94924	0,33136	3,01783	71°,40'
18°,30'	0,31730	0,94832	0,33460	2,98869	71°,30'
18°,40'	0,32006	0,94740	0,33783	2,96004	71°,20'
18°,50'	0,32282	0,94646	0,34108	2,93189	71°,10'
19°,00'	0,32557	0,94552	0,34433	2,90421	71°,00'
19°,10'	0,32832	0,94457	0,34758	2,87700	70°,50'
19°,20'	0,33106	0,94361	0,35085	2,85023	70°,40'
19°,30'	0,33381	0,94264	0,35412	2,82391	70°,30'
19°,40'	0,33655	0,94167	0,35740	2,79802	70°,20'
19°,50'	0,33929	0,94068	0,36068	2,77254	70°,10'
20°,00'	0,34202	0,93969	0,36397	2,74748	70°,00'
20°,10'	0,34475	0,93869	0,36727	2,72281	69°,50'
20°,20'	0,34748	0,93769	0,37057	2,69853	69°,40'
20°,30'	0,35021	0,93667	0,37388	2,67462	69°,30'
20°,40'	0,35293	0,93565	0,37720	2,65109	69°,20'
20°,50'	0,35565	0,93462	0,38053	2,62791	69°,10'
21°,00'	0,35837	0,93358	0,38386	2,60509	69°,00'
21°,10'	0,36108	0,93253	0,38721	2,58261	68°,50'
21°,20'	0,36379	0,93148	0,39055	2,56046	68°,40'
21°,30'	0,36650	0,93042	0,39391	2,53865	68°,30'
21°,40'	0,36921	0,92935	0,39727	2,51715	68°,20'
21°,50'	0,37191	0,92827	0,40065	2,49597	68°,10'
22°,00'	0,37461	0,92718	0,40403	2,47509	68°,00'
22°,10'	0,37730	0,92609	0,40741	2,45451	67°,50'
22°,20'	0,37999	0,92499	0,41081	2,43422	67°,40'
22°,30'	0,38268	0,92388	0,41421	2,41421	67°,30'
22°,40'	0,38537	0,92276	0,41763	2,39449	67°,20'
22°,50'	0,38805	0,92164	0,42105	2,37504	67°,10'
23°,00'	0,39073	0,92050	0,42447	2,35585	67°,00'
23°,10'	0,39341	0,91936	0,42791	2,33693	66°,50'
23°,20'	0,39608	0,91822	0,43136	2,31826	66°,40'
23°,30'	0,39875	0,91706	0,43481	2,29984	66°,30'
23°,40'	0,40142	0,91590	0,43826	2,28167	66°,20'
23°,50'	0,40408	0,91472	0,44175	2,26374	66°,10'
24°,00'	0,40674	0,91355	0,44523	2,24604	66°,00'
24°,10'	0,40939	0,91236	0,44872	2,22857	65°,50'
24°,20'	0,41204	0,91116	0,45222	2,21132	65°,40'
24°,30'	0,41469	0,90996	0,45573	2,19430	65°,30'
24°,40'	0,41734	0,90875	0,45924	2,17749	65°,20'
24°,50'	0,41998	0,90753	0,46277	2,16090	65°,10'
25°,00'	0,42262	0,90631	0,46631	2,14451	65°,00'
25°,10'	0,42525	0,90507	0,46985	2,12832	64°,50'
25°,20'	0,42788	0,90383	0,47341	2,11233	64°,40'
25°,30'	0,43051	0,90258	0,47698	2,09654	64°,30'
25°,40'	0,43313	0,90133	0,48055	2,08094	64°,20'
25°,50'	0,43576	0,90007	0,48414	2,06553	64°,10'
26°,00'	0,43837	0,89879	0,48773	2,05030	64°,00'
26°,10'	0,44098	0,89752	0,49134	2,03526	63°,50'
26°,20'	0,44359	0,89623	0,49495	2,02039	63°,40'
26°,30'	0,44620	0,89493	0,49858	2,00569	63°,30'
26°,40'	0,44880	0,89363	0,50222	1,99116	63°,20'
26°,50'	0,45140	0,89232	0,50587	1,97680	63°,10'
27°,00'	0,45399	0,89101	0,50953	1,96261	63°,00'
27°,10'	0,45658	0,88968	0,51320	1,94858	62°,50'
27°,20'	0,45917	0,88835	0,51688	1,93470	62°,40'
27°,30'	0,46175	0,88701	0,52057	1,92098	62°,30'
27°,40'	0,46433	0,88566	0,52427	1,90741	62°,20'
27°,50'	0,46690	0,88431	0,52798	1,89400	62°,10'
degrés	cosinus	sinus	cotangente	tangente	degrés

degrés	sinus	cosinus	tangente	cotangente	degrés
28°,00'	0,46947	0,88295	0,53171	1,88073	62°,00'
28°,10'	0,47204	0,88158	0,53545	1,86760	61°,50'
28°,20'	0,47460	0,88020	0,53920	1,85462	61°,40'
28°,30'	0,47716	0,87882	0,54296	1,84177	61°,30'
28°,40'	0,47971	0,87743	0,54673	1,82906	61°,20'
28°,50'	0,48226	0 17603	0,55051	1,81649	61°,10'
29°,00'	0,48481	0,87462	0,55431	1,80405	61°,00'
29°,10'	0,48735	0,87321	0,55812	1,79174	60°,50'
29°,20'	0,48989	0,87178	0,56194	1,77955	60°,40'
29°,30'	0,49242	0,87036	0,56577	1,76749	60°,30'
29°,40'	0,49495	0,86892	0,56962	1,75556	60°,20'
29°,50'	0,49748	0,86748	0,57346	1,74375	60°,10'
30°,00'	0,50000	0,86603	0,57735	1,73205	60°,00'
30°,10'	0,50252	0,86457	0,58124	1,72047	59°,50'
30°,20'	0,50503	0,86310	0,58513	1,70901	59°,40'
30°,30'	0,50754	0,86163	0,58905	1,69766	59°,30'
30°,40'	0,51004	0,86015	0,59297	1,68643	59°,20'
30°,50'	0,51254	0,85866	0,59691	1,67530	59°,10'
31°,00'	0,51504	0,85717	0,60086	1,66428	59°,00'
31°,10'	0,51753	0,85567	0,60483	1,65337	58°,50'
31°,20'	0,52002	0,85416	0,60881	1,64256	58°,40'
31°,30'	0,52250	0,85264	0,61280	1,63185	58°,30'
31°,40'	0,52498	0,85112	0,61681	1,62125	58°,20'
31°,50'	0,52745	0,84959	0,62083	1,61074	58°,10'
32°,00'	0,52992	0,84805	0,62487	1,60033	58°,00'
32°,10'	0,53238	0,84650	0,62892	1,59002	57°,50'
32°,20'	0,53484	0,84495	0,63299	1,57981	57°,30'
32°,30'	0,53730	0,84339	0,63707	1,56969	57°,40'
32°,40'	0,53975	0,84182	0,64117	1,55966	57°,20'
32°,50'	0,54220	0,84025	0,64528	1,54972	57°,10'
33°,00'	0,54464	0,83867	0,64941	1,53987	57°,00'
33°,10'	0,54708	0,83708	0,65355	1,53010	56°,50'
33°,20'	0,54951	0,83549	0,65771	1,52043	56°,40'
33°,30'	0,55194	0,83389	0,66189	1,51084	56°,30'
33°,40'	0,55435	0,83228	0,66608	1,50133	56°,20'
33°,50'	0,55678	0,83065	0,67028	1,49190	56°,10'
34°,00'	0,55919	0,82904	0,67451	1,48256	56°,00'
34°,10'	0,56160	0,82741	0,67875	1,47330	55°,50'
34°,20'	0,56401	0,82577	0,68301	1,46411	55°,40'
34°,30'	0,56641	0,82413	0,68728	1,45501	55°,30'
34°,40'	0,56880	0,82248	0,69157	1,44598	55°,20'
34°,50'	0,57119	0,82082	0,69588	1,43703	55°,10'
35°,00'	0,57358	0,81915	0,70021	1,42815	55°,00'
35°,10'	0,57596	0,81748	0,70455	1,41934	54°,50'
35°,20'	0,57833	0,81580	0,70891	1,41061	54°,40'
35°,30'	0,58070	0,81412	0,71329	1,40195	54°,30'
35°,40'	0,58307	0,81242	0,71769	1,39336	54°,20'
35°,50'	0,58543	0,81072	0,72211	1,38484	54°,10'
36°,00'	0,58779	0,80902	0,72654	1,37638	54°,00'
36°,10'	0,59014	0,80730	0,73100	1,36800	53°,50'
36°,20'	0,59248	0,80558	0,73547	1,35968	53°,40'
36°,30'	0,59482	0,80386	0,73996	1,35142	53°,30'
36°,40'	0,59716	0,80212	0,74447	1,34323	53°,20'
36°,50'	0,59949	0,80038	0,74900	1,33511	53°,10'
37°,00'	0,60182	0,79864	0,75355	1,32704	53°,00'
37°,10'	0,60414	0,79688	0,75812	1,31904	52°,50'
37°,20'	0,60645	0,79513	0,76272	1,31110	52°,40'
37°,30'	0,60876	0,79335	0,76733	1,30323	52°,30'
37°,40'	0,61107	0,79158	0,77196	1,29541	52°,20'
37°,50'	0,61337	0,78980	0,77661	1,28764	52°,10'
38°,00'	0,61566	0,78801	0,78129	1,27994	52°,00'
38°,10'	0,61795	0,78622	0,78598	1,27230	51°,50'
38°,20'	0,62024	0,78441	0,79070	1,26471	51°,40'
38°,30'	0,62251	0,78261	0,79544	1,25717	51°,30'
38°,40'	0,62479	0,78079	0,80020	1,24969	51°,20'
38°,50'	0,62706	0,77897	0,80498	1,24227	51°,10'
39°,00'	0,62932	0,77715	0,80978	1,23490	51°,00'
39°,10'	0,63158	0,77531	0,81461	1,22758	50°,50'
39°,20'	0,63383	0,77347	0,81946	1,22031	50°,40'
39°,30'	0,63606	0,77162	0,82434	1,21310	50°,30'
39°,40'	0,63832	0,76977	0,82923	1,20593	50°,20'
39°,50'	0,64056	0,76791	0,83415	1,19882	50°,10'
40°,00'	0,64279	0,76604	0,83910	1,19175	50°,00'
40°,10'	0,64501	0,76417	0,84407	1,18474	49°,50'
40°,20'	0,64723	0,76229	0,84906	1,17777	49°,40'
40°,30'	0,64945	0,76041	0,85408	1,17085	49°,30'
40°,40'	0,65166	0,75851	0,85912	1,16398	49°,20'
40°,50'	0,65386	0,75661	0,86419	1,15715	49°,10'
41°,00'	0,65606	0,75471	0,86929	1,15037	49°,00'
41°,10'	0,65825	0,75280	0,87441	1,14363	48°,50'
41°,20'	0,66044	0,75088	0,87955	1,13694	48°,40'
41°,30'	0,66262	0,74896	0,88473	1,13029	48°,30'
41°,40'	0,66480	0,74703	0,88992	1,12369	48°,20'
41°,50'	0,66697	0,74509	0,89515	1,11713	48°,10'
42°,00'	0,66913	0,74314	0,90040	1,11061	48°,00'
42°,10'	0,67129	0,74120	0,90569	1,10414	47°,50'
42°,20'	0,67344	0,73924	0,91099	1,09770	47°,40'
42°,30'	0,67559	0,73728	0,91633	1,09131	47°,30'
42°,40'	0,67773	0,73531	0,92170	1,08496	47°,20'
42°,50'	0,67987	0,73333	0,92709	1,07864	47°,10'
43°,00'	0,68200	0,73135	0,93252	1,07237	47°,00'
43°,10'	0,68412	0,72937	0,93797	1,06613	46°,50'
43°,20'	0,68624	0,72737	0,94345	1,05994	46°,40'
43°,30'	0,68835	0,72537	0,94896	1,05378	46°,30'
43°,40'	0,69046	0,72337	0,95451	1,04765	46°,20'
43°,50'	0,69256	0,72136	0,96008	1,04158	46°,10'
44°,00'	0,69466	0,71934	0,96569	1,03553	46°,00'
44°,10'	0,69675	0,71732	0,97133	1,02962	45°,50'
44°,20'	0,69883	0,71529	0,97700	1,02355	45°,40'
44°,30'	0,70091	0,71325	0,98270	1,01761	45°,30'
44°,40'	0,70298	0,71121	0,98843	1,01170	45°,20'
44°,50'	0,70505	0,70916	0,99420	1,00583	45°,10'
45°,00'	0,70711	0,70711	1,00000	1,00000	45°,00'
degrés	cosinus	sinus	cotangente	tangente	degrés

Leçon n° 25

LES OHMMETRES

L'ohmmètre est un instrument destiné à mesurer la résistance, soit d'éléments séparés, soit de tout un circuit ou d'une partie de ce dernier, par lecture de la valeur ohmique sur une échelle graduée en ohms.

L'ohmmètre est également utilisé très souvent pour vérifier la continuité d'un circuit (déceler les coupures éventuelles ou les erreurs de branchements) ou pour rechercher les courts-circuits accidentels. En lui apportant quelques modifications appropriées il peut également servir à la mesure approximative des capacités.

C'est un instrument extrêmement utile au radiotechnicien pour lequel il est aussi important que le voltmètre ou l'ampèremètre qui, ainsi que nous le verrons, peuvent se combiner ensemble pour former un seul appareil de mesure appelé « multimètre » ou « boîte de contrôle » (*tester*, en anglais).

Un ohmmètre est constitué d'un instrument sensible à cadre mobile, d'une source de courant à basse tension (continu) et d'un certain nombre de résistances destinées à limiter l'intensité du courant.

L'instrument de mesure est généralement un milliampèremètre ou un micro-ampèremètre et la tension est fournie par une pile de faible dimension contenue dans le boîtier de l'instrument.

Les valeurs ohmiques des résistances employées dans les divers appareils électroniques vont d'une fraction d'ohm à plusieurs millions d'ohms (Mégohm = MΩ). Les ohmmètres sont généralement conçus de manière à pouvoir couvrir un certain nombre de gammes — des valeurs les plus faibles aux valeurs les plus élevées — ce qui s'obtient en commutant des résistances limiteuses de valeurs appropriées dans le circuit. La gamme désirée peut, alors, être choisie soit au moyen d'un nombre correspondant de douilles, soit au moyen d'un contacteur rotatif; dans ce dernier cas, l'appareil ne comporte que deux douilles de branchement qui sont communes à toutes les gammes.

Le cadran de l'instrument de mesure peut, soit comporter autant d'échelles de lecture qu'il y a de gammes ou, encore, ne comporter qu'une échelle unique dont les indications seront multipliées par un facteur déterminé, suivant la gamme utilisée.

OHMMETRE A MONTAGE EN SERIE

L'ohmmètre dont le schéma de principe est donné par la **figure 1**, se compose d'une pile de 4,5 volts, d'une résistance variable *Ra* et d'une résistance fixe *Rb* réliées en série avec un milliampèremètre.

Les deux fiches *P*1 et *P*2 qui terminent les fils de liaison doivent être en contact avec les extrémités de la résistance à mesurer *Rx*.

L'instrument a une sensibilité de 1 mA, ce qui veut dire que la déviation totale de l'aiguille se produit lorsqu'un courant de 1 mA passe dans sa bobine mobile. Sa résistance interne est de 50 ohms.

La résistance fixe *Rb* limite le passage du courant et évite — ainsi — d'endommager l'instrument; en effet, si elle n'existait pas, et si la résistance variable *Rb* était réglée au minimum de sa valeur (quelques ohms seulement), le courant passant dans le circuit pourrait atteindre une intensité trop forte au moment de la mesure, c'est-à-dire quand le circuit se refermerait par la mise en contact des deux pointes de touche *P*1 et *P*2.

La résistance variable Ra permet d'ajouter la résistance totale du circuit, de telle sorte qu'une intensité de 1 mA exactement passe dans l'instrument quand les deux pointes de touche sont mises en contact; dans notre cas particulier, ceci se produit quand la résistance totale en série avec l'instrument (*Rb* + *Ra*) est égale à 4 500 ohms (en effet 4.5 volts: 4 500 = 1 mA).

Dans le circuit étudié, la résistance interne de l'instrument est de 0 ohm, la valeur de *R*b est de 4 000 ohms et *Ra* dont la valeur maximum est 1 000 ohms, devra être réglée à 450 ohms, afin d'obtenir une résistance totale de 4 500 Ω, ce qui permettra la déviation totale de l'aiguille au moment de la fermeture du circuit.

Quand les pointes sont en contact entre elles, le courant passe dans l'instrument, et l'aiguille dévie le long de l'échelle. Ce courant peut être réglé par un bouton (commandant la résistance variable *Ra*) placé sur le panneau avant de l'appareil; ce bouton marqué « réglage du zéro » permet de contrôler l'intensité passant dans la bobine mobile et ainsi, d'obtenir que l'aiguille dévie jusqu'au bout de l'échelle de mesure.

Cette position de l'aiguille correspond à une valeur de résistance « zéro », étant donné que les pointes de touche sont seulement en contact et que, dans ce cas, la résistance *Rx*, à mesurer, est nulle.

On peut donc en déduire que, dans le cas d'un ohmmètre à montage en série, les valeurs de résistance les plus basses seront en bout d'échelle, tandis que les plus grandes seront en début.

Lorsque la pile vieillit, sa tension diminue et il est nécessaire de « refaire le zéro » en agissant à nouveau sur la résistance *Ra*, en diminuant sa valeur, ce qui diminuera la résistance totale en série avec l'instrument.

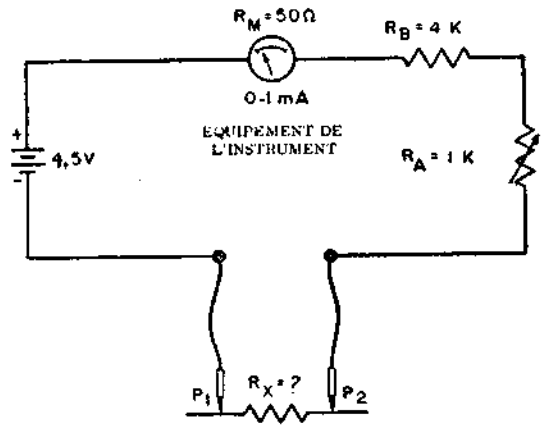


Fig. 1 - Circuit de base de l'ohmmètre du type série. En mettant en contact P1 et P2, on règle R_A de telle sorte que le courant dans R_M soit exactement de 1 mA.

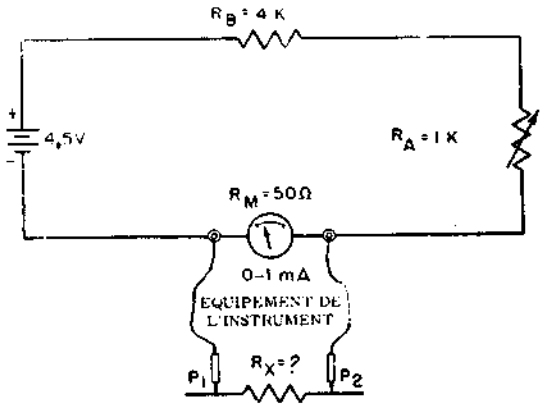


Fig. 2 - Circuit de base de l'hommètre du type parallèle. Il est particulièrement adapté à la mesure des faibles résistances. R_A a la même fonction que dans le type précédent, mais dans ce cas, P1 et P2 ne doivent pas être mis en contact.

Cette résistance de réglage, ou de remise à zéro, peut être mise en série ou en parallèle sur l'instrument; dans ce dernier cas, elle est branchée en série avec une autre résistance fixe et toutes les deux sont mises en parallèle sur le cadre mobile.

Pour obtenir une précision maximum dans la mesure des résistances, il est indispensable de procéder à la remise à zéro avant chaque mesure.

Après avoir réglé l'ohmmètre pour la déviation maximum, les deux points sont séparés et l'aiguille retourne immédiatement à sa position de repos à l'extrémité gauche de l'échelle.

Quand les deux pointes de touche sont mises en contact avec les extrémités d'une résistance de valeur inconnue, *celle-ci se trouve insérée dans le circuit*: l'intensité du courant se trouvera donc réduite et l'aiguille ne déviera plus jusqu'au bout de l'échelle.

Si la valeur ohmique de la résistance à mesurer *Rx* est égale à la résistance déjà présente dans le circuit, la résistance totale deviendra donc 4 500 + 4 500 = 9 000 ohms. Dans ce cas, le courant passant dans le circuit aura une intensité égale à: $I = E / R = 4.5 : 9\,000 = 0.0005$ A, soit 0,5 mA. Cette intensité étant la moitié de celle qui est nécessaire pour dévier l'aiguille au maximum, elle s'immobilisera au milieu de l'échelle.

Ainsi, quand on étalonne un instrument du type illustré sur la figure 1, le point central de l'échellè porte la graduation 4 500 ohms.

Si la valeur de *Rx* est le double de celle du circuit de l'ohmmètre, la résistance totale triplera et le courant sera réduit au tiers de sa valeur maximum. L'aiguille s'immobilisera au tiers de l'échelle, et ce point sera marqué 9 000 ohms qui est la valeur de *Rx*.

Tous les points de l'échelle de l'ohmmètre pourront être marqués en se servant de la formule ci-dessous:

$$Rx = Rc \left(\frac{I1 - I2}{I2}\right)$$

dans laquelle:

Rc = résistance totale avec les pointes court-circuitées

Rx = résistance inconnue

I1 = courant total avec les pointes court-circuitées

I2 = courant quand *Rx* est placé en série.

Exemple. Cherchons la valeur de Rx quand l'aiguille indique un courant de 0.25 mA dans le circuit de l'ohmmètre.

$$Rx = 4\,500 \left(\frac{1 - 0.25}{0.25}\right) = 13\,500 \text{ ohms}$$

En utilisant cette formule, on peut étalonner l'échelle pour lire ensuite directement en ohms la valeur d'une résistance inconnue mise en contact avec les pointes. Les valeurs de résistance augmentent en allant de droite à gauche, c'est-à-dire du maximum au minimum de déviation.

L'ohmmètre du type série ne peut être employé pour mesurer avec précision les résistances de valeurs peu élevées, telles que celles des bobines, des transformateurs et autres enroulements dont les résistances sont souvent inférieures à 5 ohms, car les déviations de l'aiguille sont alors si faibles, qu'il est pratiquement impossible de faire une lecture correcte.

Voyons comment ceci peut être illustré par un exemple pratique, en appliquant la formule ci-dessus.

Supposons que l'échelle de l'instrument comporte 10 divisions également espacées; si l'aiguille dévie jusqu'à la division 9 (9/10 de l'échelle) l'intensité du courant est de 0.9 mA. En utilisant la formule d'étalonnage on peut trouver la valeur de la résistance. On a:

$$Rx = Rc \left(\frac{I1 - I2}{I2}\right) = 4\,500 \left(\frac{1 - 0.9}{0.9}\right) = 500 \text{ ohms}$$

Si une résistance de 500 ohms produit une déviation de l'aiguille égale aux 9/10 de l'échelle, toutes les valeurs inférieures devront être lues dans un espace égal à 1/10 de cette échelle; il sera alors impossible de lire des valeurs ohmiques très faibles et il sera nécessaire d'employer d'autres types de circuits.

OHMMETRE A MONTAGE EN PARALLELE

Avec ce montage (voir **figure 2**) il est possible de mesurer des résistances de faibles valeurs.

Dans ce cas, la résistance de valeur inconnue *Rx* est

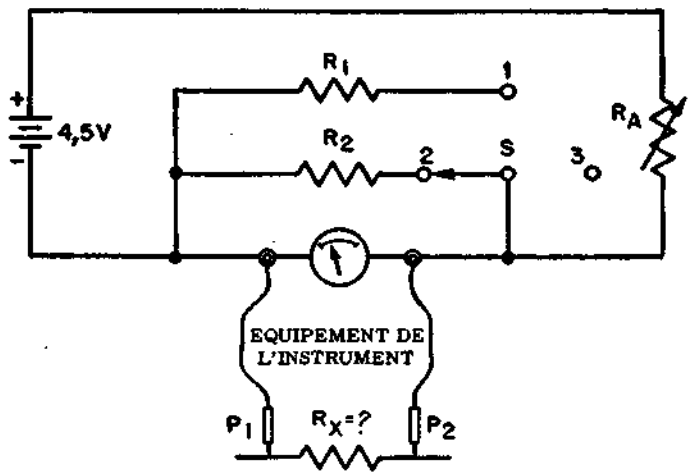


Fig. 3 - Schéma de principe d'un ohmmètre du type parallèle avec trois échelles. Selon la position du contacteur S, le courant passant dans l'instrument se trouve réduit en raison du fait que sur deux sensibilités, une partie est dérivée par les résistances R1 ou R2. Le tarage se fait toujours en agissant sur R_A, les pointes de touche P1 et P2 n'étant pas en contact.

placée en parallèle sur l'instrument de mesure; une partie du courant passant dans le circuit est dérivé par *Rx* donc la déviation de l'aiguille sera moindre.

Le courant passant dans le cadre mobile de l'instrument dépend du rapport existant entre sa résistance interne propre et *Rx*.

Ainsi, quand la première est connue, *Rx* peut être déterminée au moyen de la formule:

$$Rx = Rm \left(\frac{I1}{I1 - I2}\right)$$

dans laquelle,

Rm = résistance du cadre mobile de l'instrument.
Rx = résistance inconnue
I1 = courant dans l'ohmmètre (sans *Rx*).
I2 = courant dans l'ohmmètre (avec *Rx*).

Pour « tarer » l'appareil, c'est-à-dire pour faire le « zéro », on écarte les pointes l'une de l'autre et l'on règle *Ra* pour obtenir la déviation maximum de l'aiguille, c'est-à-dire pour que le courant passant dans le circuit ait exactement une intensité de 1 milliampère.

Les pointes de touche sont mises en contact avec les extrémités de la résistance *Rx* (**figure 2**), laquelle se trouve ainsi placée en parallèle sur l'instrument. Le courant se divise en deux parties et l'intensité traversant la bobine mobile est directement proportionnelle à la valeur de *Rx*; elle sera d'autant moins forte que *Rx* sera plus faible. L'aiguille accusera donc une déviation moins grande.

Par exemple, si *Rx* est égale à la résistance de l'instrument, soit 50 ohms, on se trouve placé dans le cas de deux résistances égales, en parallèle l'une sur l'autre; le courant se divise en deux parts égales et l'aiguille s'immobilisera au milieu de l'échelle, indiquant 0,5 mA; cette valeur correspond à une résistance de 50 ohms.

Toute l'échelle peut ainsi être étalonnée à l'aide de la formule ci-dessous et on constate que les valeurs de résistance augmentent de gauche à droite, le maximum coïncidant avec la plus grande déviation de l'aiguille. Le comportement de l'appareil est donc exactement le contraire de celui que nous avons décrit pour le circuit série de la figure 1.

Le fait que la résistance interne de l'instrument soit « shuntée » par *Rx* a un effet négligeable sur la résistance totale du circuit car, pour n'importe quelle valeur de *Rx*, la valeur résultante est toujours inférieure à 50 ohms et une variation de moins de 50 ohms dans un circuit ayant une résistance totale de 4 500 ohms ne représente qu'une erreur très faible. Bien que cela puisse augmenter l'intensité du courant passant dans un circuit, cette augmentation est tellement faible qu'elle est absolument insensible dans la pratique.

La gamme de lecture utile de l'échelle d'un tel ohmmètre (illustré dans la figure 2) est comprise entre 5 ohms et 400 ohms, environ. Les valeurs inférieures ou supérieures sont difficilement lisibles avec précision car elles sont trop rapprochées les unes des autres, aux deux extrémités de l'échelle.

Dans le cas où on désire une meilleure précision pour les faibles valeurs de *Rx*, on peut étendre cette gamme en plaçant en parallèle sur l'instrument d'autres résistances de valeurs déterminées. La gamme désirée est alors choisie en mettant en circuit des « shunts » appropriés, ou dans des douilles prévues à cet effet, ou au moyen d'un contacteur.

Il est ainsi possible de lire des valeurs de résistance très faible (une fraction d'ohm) avec une certaine précision, en s'arrangeant pour que la déviation totale de l'aiguille soit obtenue pour une résistance de l'ordre de quelques ohms seulement.

La **figure 3** donne le schéma de principe d'un ohmmètre à montage parallèle ayant trois échelles de mesures.

Quand le contacteur se trouve en position 3, aucune résistance n'est placée en « shunt » sur l'instrument et la résistance inconnue *Rx* est placée en parallèle sur lui. On obtient ainsi une gamme s'étendant jusqu'à 400 ohms au maximum, comme dans l'appareil de la figure 2. Sur la position 1, le contacteur place la résistance *R1* en parallèle sur l'instrument; cette résistance dérive une partie du courant et, de ce fait, la déviation de l'aiguille sera moins grande; ceci donnera

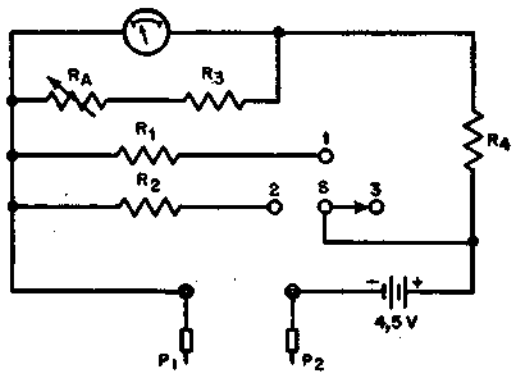


Fig. 4 - Ohmmètre à trois sensibilités: une pour valeurs élevées (contacteur S en position 3) et deux pour faibles valeurs (contacteur sur 1 ou 2). La résistance de tarage (RA) est mise en série avec la résistance limiteuse R3, l'ensemble étant placé en parallèle sur l'instrument de mesure: ceci donne une meilleure régulation et permet une lecture plus précise de la valeur de la résistance inconnue.

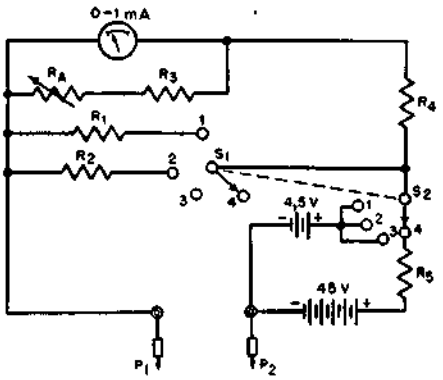


Fig. 5 - Ohmmètre à 4 échelles de lecture. On notera l'utilisation de deux piles (4,5 et 45 V), la première servant aux trois positions 1, 2 et 3 (résistances de faibles valeurs), la deuxième dans la position 4 (résistances élevées).

une gamme de mesure de résistances de valeurs plus faibles que le précédent. Sur la position 2, la résistance *R2* (de valeur moindre que *R1*) est placée en « shunt » et la gamme ainsi obtenue permettra de mesurer des résistances encore plus faibles.

En résumé, en plaçant ces résistances (*R1* et *R2*) en « shunt » sur la bobine mobile de l'instrument, on diminue la résistance interne apparente de l'instrument, et des résistances *Rx* de faibles valeurs ohmiques produiront une déviation importante de l'aiguille (vers la gauche), permettant une lecture plus facile.

Il faut remarquer que, chaque fois que l'on change de gamme, l'ohmmètre doit être « taré » (remis à zéro) à nouveau au moyen de *Ra*, avant d'effectuer les mesures. Avec ce type d'ohmmètre, on ne doit pas court-circuiter les pointes pour faire cette opération.

Les échelles de lecture portent des graduations dont les valeurs augmentent de la gauche vers la droite, le maximum de chacune des échelles étant donné par la plus grande déviation de l'aiguille, ce qui est normal, puisque plus élevée est la valeur ohmique de la résistance inconnue, plus faible est le courant qu'elle dérive.

OHMMETRE DU TYPE SERIE AVEC RESISTANCES EN PARALLELE

La **figure 4** donne le schéma d'un type d'ohmmètre ayant une gamme de mesure pour résistances de valeurs élevées en deux gammes pour faibles valeurs.

Il s'agit d'un circuit du type en série puisque *Rx* est placée en série dans le circuit, mais il comporte également des « shunts » en parallèle sur l'instrument pour la mesure de faibles résistances.

Ce type d'appareil est appelé « ohmmètre à sensibilités multiples » du fait qu'il comporte plusieurs gammes de mesures.

Pour améliorer le réglage du zéro ou « tarage », la résistance variable *Ra* et la résistance limiteuse de courant *R3*, sont mises en série et sont branchées en parallèle sur la bobine mobile de l'instrument. Ceci permet de compenser les variations de tension de la batterie, dues au vieillissement et permet une mesure plus précise de *Rx*.

La résistance *R4* mise en série avec la pile, limite le courant passant dans l'ohmmètre à l'intensité nécessaire pour faire dévier l'aiguille à peu près au maximum, le réglage exact étant fait en agissant sur *Ra*.

Lorsque le contacteur est sur la position 3, l'ohmmètre est du type montage en série et permet, ainsi que nous le savons, de mesurer des résistances de valeurs élevées. Dans ce cas, le tarage se fera en mettant en contact les pointes de touche et en réglant *Ra* pour obtenir la déviation maximum de l'aiguille.

Pour la mesure des résistances de valeur plus faible, le contacteur est placé sur la position 1, mettant ainsi *R1* en parallèle sur l'instrument, ou sur la position 2, dans laquelle une résistance *R2*, de valeur encore plus faible, est mise en parallèle à son tour. Ces résistances dérivant une partie du courant, il faudra, à chaque fois, refaire le tarage au moyen de *Ra*.

Dans les ohmmètres à sensibilités multiples, on dispose parfois d'échelles séparées pour les diverses gammes. Toutefois, très souvent l'instrument ne comporte qu'une échelle sur laquelle sont portées les valeurs correspondant à la gamme la plus basse; pour les autres gammes, on multiplie les valeurs ainsi indiquées par un facteur déterminé.

Les résistances sont choisies de telle sorte que les facteurs de multiplication soient des multiples de 10, ce qui facilite les lectures; on aura donc les échelles $R \times 1$, $R \times 10$, $R \times 100$, etc... La valeur réelle de la résistance à mesurer sera donc, dans ce cas, celle indiquée par le cadran de l'instrument, multipliée par le facteur porté sur le contacteur.

Par exemple, si nous lisons sur le cadran la valeur 30 et que le facteur de multiplication est 100, la résistance aura une valeur ohmique de $30 \times 100 = 3\,000\ \Omega$.

Pour mesurer des résistances plus grandes que celles que permet l'ohmmètre de la figure 4, il faut utiliser une pile donnant une tension plus élevée.

Le courant qui passe dans le circuit étant égal au quotient de la tension par la résistance, $I = E : R$), il est évident qu'en augmentant la résistance du circuit,

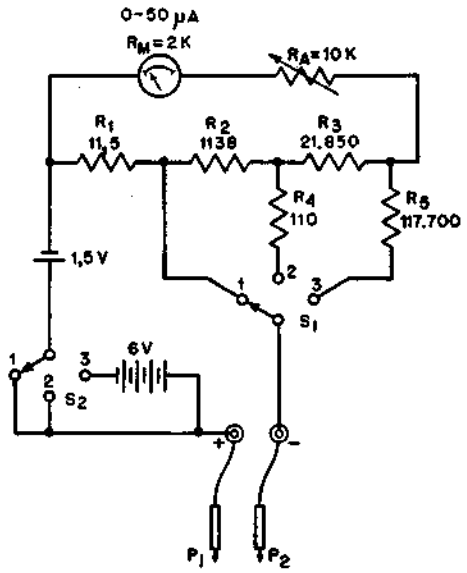


Fig. 6 - Schéma d'un ohmmètre commercial. Il comporte trois échelles: 0—2 000 ohms, 0—200 000 ohms et 0—2 Mégohms. On trouve deux piles (1,5 et 6 volts), un contacteur double et un appareil de 50 micro-ampères. Les sections S1 et S2 du contacteur sont en tandem et unies de façon à insérer simultanément dans le circuit les « shunts » et les résistances en série appropriées, et choisissant la tension exacte d'alimentation.

on arrive à un point où le courant n'est plus suffisant pour faire dévier l'aiguille d'une façon appréciable.

Il faudra donc employer une pile donnant une tension plus élevée pour que l'intensité du courant soit suffisante, malgré une résistance élevée dans le circuit.

L'augmentation de la sensibilité de l'appareil est proportionnelle à l'augmentation de la tension.

Pour donner un exemple, si cette tension est quintuplée (4,5 V × 5 = 22,5 volts), on pourra mesurer des résistances 5 fois plus grandes et toutes les indications portées sur les échelles devront être multipliées par 5 pour obtenir les valeurs réelles de *Rx*. Si la tension de la pile passe à 45 volts, le facteur de multiplication sera égal à 10, et ainsi de suite.

Pour que l'intensité du courant traversant le milliampèremètre ne dépasse pas 1 mA, la valeur de la résistance limiteuse *R4* devra être augmentée dans les mêmes proportions, soit 5 fois pour une tension de 22.5 volts et 10 fois pour une tension de 45 volts.

Le circuit de l'ohmmètre de la **figure** 5, comporte deux piles séparées, une de 4,5 volts et l'autre de 45 volts. Avec ce schéma on peut avoir une gamme de mesure pour les résistances de valeurs moyennes et une gamme pour résistances élevées; toutes ces gammes pouvant être commutées au moyen du contacteur à deux circuits et quatre positions, *S1* et *S2*.

Les trois premières gammes sont alimentées par la pile de 4,5 volts, tandis que la quatrième est alimentée par la pile de 45 volts, qui est mise automatiquement en circuit quand le contacteur est sur la position 4.

Ainsi que nous l'avons dit, le contacteur comporte deux sections montées sur un axe commun, donc actionnées en même temps; les résistances *R4* et *R5* limitent le courant passant dans le circuit.

Quand la pile de 4,5 volts est en service, la résistance *R4* se trouve en série entre la pile et l'instrument, tandis que *R5* est hors circuit. Par contre, quand la pile de 45 volts est en service, *R5* se trouve placée en série avec *R4* pour limiter le courant à la valeur nécessaire pour obtenir la déviation maximum de l'aiguille du milliampèremètre.

La tension la plus élevée (45 volts) peut être obtenue également au moyen d'une alimentation secteur (avec redresseur de courant), mais cela présentant certaines difficultés, ce système est peu employé.

Les deux pointes de touche doivent être mises en contact chaque fois que l'on procède au tarage, c'est-à-dire avant chaque mesure et, tout au moins, chaque fois que l'on change d'échelle.

Les résistances en parallèle sur l'instrument (positions 1 et 2) sont choisies de telle sorte que le facteur de multiplication soit un multiple de 10. Il est ainsi possible d'étalonner l'appareil sur la seule gamme inférieure, les autres gammes étant obtenues en multipliant les indications portées sur le cadran par un facteur convenable.

Tous les instruments employés dans les circuits décrits ci-dessus ont une sensibilité de 1 mA (déviation maximum), soit 1 000 ohms / volt. Si l'on utilise un instrument plus sensible (c'est-à-dire qui demande un courant inférieur à 1 mA pour sa déviation totale), on peut obtenir les mêmes gammes de mesure avec une tension d'alimentation plus faible. Ainsi, un galvanomètre de 20 000 ohms / volt demande une intensité de 50 µA (micro-ampères) pour sa déviation totale; il sera 20 fois plus sensible que celui que nous utilisions jusqu'ici et il suffira, pour obtenir les mêmes gammes, d'employer une pile donnant une tension bien plus faible.

La **figure** 6 donne le schéma d'un ohmmètre du commerce permettant de mesurer des résistances de 0,2 ohm à 20 Mégohms. Il comporte trois gammes: de 0 à 2 000 ohms, de 0 à 200 000 ohms et de 0 à 20 Mégohms. Les deux premières sont alimentées par une pile de 1,5 volt, tandis qu'une seconde pile de 7,5 volts (1,5 + 6 volts) alimente la troisième.

Les deux sections du contacteur (*S1* et *S2*) permettent de mettre en circuit les « shunts » et les résistances en série et, en même temps, de choisir la tension d'alimentation convenable.

Les pointes de touche *P1* et *P2* doivent être mises en contact et la résistance de tarage, *Ra*, doit être réglée

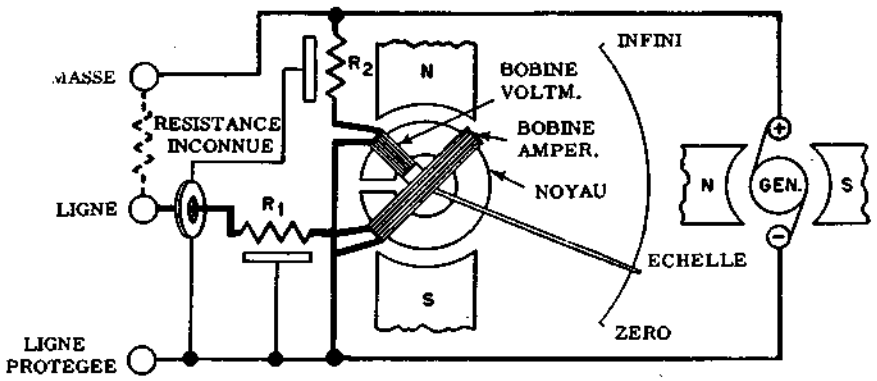


Fig. 7 - Schéma d'un type particulier d'ohmmètre, appelé Megger. L'aiguille s'immobilise dans une position où les deux champs magnétiques opposés, créés par les deux bobines, s'équilibrent. L'intensité du champ est fonction de l'intensité du courant passant dans la résistance à mesurer. L'appareil produit la tension nécessaire à son fonctionnement.

à nouveau pour faire le « zéro » avant la mesure, lorsqu'on change de gamme.

L'instrument comporte une échelle directement étalonnée pour la gamme de mesure la plus basse; les lectures sur les autres gammes sont obtenues en multipliant les chiffres du cadran par le facteur de multiplication indiqué par la position du contacteur *S1 - S2*.

L'échelle s'étend de gauche à droite, les valeurs ohmiques les plus grandes étant inscrites vers l'extrémité gauche.

L'alimentation se fait au moyen de 5 éléments de pile 1,5 volt.

En parallèle sur le micro-ampèremètre sont placés les « shunts » dont le rôle est de limiter l'intensité du courant passant dans le cadre mobile de l'instrument à la valeur nécessaire pour obtenir la déviation totale de l'aiguille.

LE « MEGGER » OU MEGOMMETRE

Bien qu'il s'agisse d'un instrument peu utilisé en radio, nous croyons opportun de décrire brièvement le « Megger » qui peut être considéré, à la rigueur, comme un type spécial d'ohmmètre.

C'est un instrument particulièrement adapté à la mesure des résistances de très fortes valeurs ohmiques, de plusieurs dizaines ou centaines de Mégohms.

Sa caractéristique essentielle réside dans le fait que l'alimentation est fournie par un générateur de courant continu actionné par une manivelle et que la tension de cette source de courant n'a aucune influence sur la précision de la mesure effectuée.

Ce générateur peut fournir des tensions continues de l'ordre de 500, 1 000 ou même 2 000 volts aux bornes de mesure.

Le courant produit passe de la sortie négative du générateur à travers la bobine voltmétrique (**figure 7**), puis dans la résistance *R2* (de valeur élevée), pour retourner enfin au générateur par la borne positive.

Le champ magnétique créé par la bobine voltmétrique se compose avec celui de l'aimant permanent, provoquant la déviation de l'aiguille dans le sens inverse de celui de la marche des aiguilles d'une montre. Si rien n'est branché entre les bornes de mesure (résistance infinie), l'aiguille se déplace jusqu'au bout de l'échelle, marqué « infini ».

En branchant entre les bornes « ligne » et « masse » une résistance de valeur inconnue, on provoque l'apparition d'un autre courant partant du négatif du générateur, passant dans la bobine ampèremétrique, puis dans *R1* et enfin, dans la résistance inconnue pour retourner au pôle positif du générateur. Le champ magnétique créé par ce courant dans la bobine ampèremétrique réagit à son tour, provoquant une déviation de l'aiguille dans le sens contraire au précédent.

Plus faible sera la valeur de la résistance inconnue, plus forte sera l'intensité du courant passant dans ce circuit et l'aiguille se déplacera vers l'extrémité « zéro ».

Cet instrument, appelé également ohmmètre différentiel, se révèle fort utile pour les mesures d'isolement, grâce à la forte tension disponible à ses bornes.

L'aiguille s'immobilise en un point où les deux champs magnétiques opposés s'équilibrent.

Pour la mesure des résistances supérieures à 100 Mégohms, on utilise le circuit de sécurité (tracé en traits fins) dans lequel on se sert du courant de dispersion, prélevé électrostatiquement par des électrodes placées à proximité des résistances *R1* et *R2* et de la connexion de ligne.

UTILISATIONS DE L'OHMMETRE

Après avoir détaillé le schéma d'un ohmmètre et indiqué les diverses réalisations possibles, il nous paraît utile de donner quelques conseils sur l'utilisation de ces appareils, ce qui nous permettra, de revoir quelques principes de fonctionnement.

Les connaissances acquises en cette matière seront utiles pour la compréhension de la leçon suivante, dans laquelle l'ohmmètre sera décrit dans sa version la plus classique, c'est-à-dire dans celle qui entre dans la composition d'un multimètre ou boîte de contrôle (**figure 8**). Voici les règles à observer pour utiliser au mieux un ohmmètre.

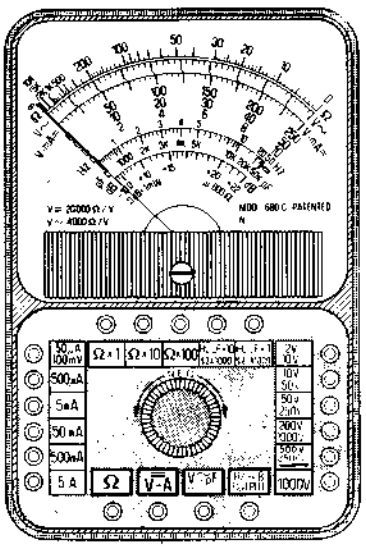


Fig. 8 - Dans cette réalisation faisant l'objet de la description complète dans la leçon n° 26, l'ohmmètre fait partie d'un ensemble dit « multimètre » ou « boîte de contrôle » fonctionnant également en voltmètre, ampèremètre, capacimètre et fréquencemètre. En ohmmètre, les gammes sont dix: 4 sont égales à Ω x 1 — Ω x 10 — Ω x 100 — Ω x 1 000 — à l'aide d'une pile, à l'intérieur, de 3 volts. Une autre gamme est de 10 000 à l'aide d'une alimentation du secteur et enfin la dernière est de Ω:10 (alimentation pile intérieure, 3 volts).

ICE 680C

a) Il faut éviter de brancher l'ohmmètre aux bornes d'une résistance entre lesquelles il existe une d.d.p. (résistance sous tension) ou, tout au moins, on ne peut le faire qu'en prenant certaines précautions; dans le cas contraire, l'instrument peut subir de graves dommages et, de toute façon, la lecture risque d'être faussée.

Bien que l'interrupteur général d'un appareil (un récepteur de radio, par exemple) ait pour fonction de couper la tension d'alimentation, il peut arriver qu'il soit défectueux et qu'il ne remplisse pas son rôle; il conviendra donc, en règle générale, de débrancher la prise de courant d'un appareil sur lequel doivent être effectuées des mesures de résistances.

Tous les condensateurs devront être déchargés car la tension éventuellement présente à leurs bornes peut provoquer de sérieux dommages.

Etant donné que les conditions « à chaud » d'un appareil peuvent être souvent différentes de celles « à froid », il convient d'attendre quelques minutes après avoir arrêté l'appareil, avant d'entreprendre des vérifications au moyen de l'ohmmètre.

b) Quand on vérifie les résistances d'un circuit, chaque élément peut être vérifié séparément en le déconnectant du circuit et en branchant l'ohmmètre à ses bornes.

Toutefois, cette méthode entraîne une perte de temps et l'on préfère, parfois, mesurer les valeurs ohmiques par rapport à un point commun, qui est généralement *la masse*, c'est-à-dire le pôle négatif de l'alimentation. Il est ainsi possible de contrôler rapidement des sections entières d'un appareil électronique et d'y déceler certaines anomalies de fonctionnement.

Parfois certains appareils sont livrés avec des notices indiquant les résistances des circuits de « point à point »; l'ohmmètre peut alors être branché entre ces points et il est possible de comparer la mesure ainsi faite avec les chiffres indiqués par le constructeur.

Lorsque la mesure ne correspond pas avec la valeur indiquée il est possible de débrancher chacun des éléments du circuit et de les vérifier séparément. Pour cela, il faut déconnecter un seul côté, ce qui est suffisant pour être certain que le circuit ne se referme pas en dehors de l'ohmmètre. En d'autres termes, pour être certain que la mesure n'est pas faussée par la présence d'un circuit en parallèle sur la résistance à mesurer, il suffit de débrancher une des extrémités de cette résistance (ou n'importe quel autre composant) et de brancher l'ohmmètre aux bornes mêmes de celle-ci.

c) Un condensateur dont l'isolement est défectueux (qui a des pertes) peut, s'il est branché en parallèle sur une résistance, donner lieu à une mesure complètement erronée. Dans ce cas, la valeur ohmique lue sur l'ohmmètre sera la résultante entre la résistance effective de l'élément à mesurer et celle, en parallèle constituée par l'isolement insuffisant.

Dans ces conditions, l'aiguille de l'ohmmètre déviera, même si la résistance est débranchée; c'est pourquoi, il est bon de débrancher au moins une extrémité de l'élément à mesurer avant d'effectuer une mesure.

d) Les mains de l'opérateur ne doivent jamais être en contact avec les extrémités métalliques des pointes de touche.

Etant donné que la résistance du corps humain est généralement inférieure à 50 000 ohms, elle peut conduire à des mesures fausses, spécialement dans le cas de résistances de valeurs élevées, si elle se trouve placée en parallèle sur le circuit à mesurer. Il convient donc d'effectuer toutes les mesures en tenant les pointes de touche par leur manche isolant.

e) L'ohmmètre peut aussi être employé pour contrôler les condensateurs en décelant les pertes ou les courts-circuits éventuels. Dans ce cas — exception faite pour les condensateurs électrolytiques — on utilise l'échelle la plus élevée, à seule fin de disposer de la tension la plus forte.

En observant l'instrument, on constate qu'en branchant les pointes de touche aux extrémités du condensateur, l'aiguille fait un bond et retourne immédiatement à la position indiquant une résistance infinie (si le condensateur est en bon état). Cette déviation est provoquée par le passage d'un courant, au moment de la charge du condensateur, sous l'effet de la ten-

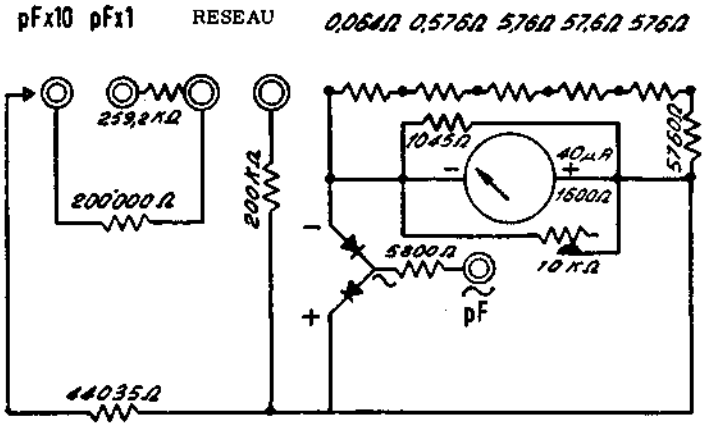


Fig. 8 bis - Le schéma représente ici la partie d'un circuit d'un multimètre de fabrication courante, qui se réfère aux mesures directes de capacité. Aux bornes indiquées « réseau » il faut appliquer une tension de courant alternatif entre 125 et 220 volts, 50 hertz.

sion de la pile. La déviation est d'autant plus grande que la capacité est plus forte et le temps mis par l'aiguille pour revenir à sa position initiale est dans la même proportion.

Si le condensateur n'a aucune perte, l'aiguille revient à sa position en un temps relativement court. Si aucune déviation ne se produit, cela signifie que le condensateur (ou ses fils de liaison) est coupé ou que sa capacité est trop faible pour donner une déviation appréciable; tandis que si l'aiguille dévie à fond (vers l'extrémité zéro), on peut en conclure que les armatures du condensateur sont en court-circuit.

Une déviation partielle et stable indique une perte d'isolement.

La résistance d'un condensateur au papier doit être supérieure à 50 Mégohms par Microfarad et celle d'un condensateur au mica doit être supérieure à 100 MΩ.

f) On procède de même pour essayer les condensateurs chimiques mais, étant donné que le courant passe plus facilement dans une direction que dans l'autre, il faut respecter la polarité pour éviter toute erreur.

Dès que les pointes de touche sont mises en contact avec les bornes du condensateur, l'aiguille dévie fortement, en raison de la capacité généralement élevée de ce type de condensateur, puis retourne lentement à sa position de repos, tandis que le condensateur se charge à la tension de la pile.

D'une manière générale, l'aiguille ne revient pas exactement au zéro, même quand le condensateur est complètement chargé, mais elle accuse toujours une déviation plus ou moins grande.

Si le condensateur chimique est en bon état, sa résistance doit être de l'ordre de 500 000 ohms, pour une tension de service de 450 volts, tandis qu'elle sera plus faible pour des tensions de service moins élevées.

Nous pouvons ajouter que, pour s'assurer du bon état d'un condensateur, il est bon de l'essayer en intervertissant successivement les pointes de touche: de cette façon, si la capacité est suffisamment élevée (plus de 50 000 pF), on obtiendra tout d'abord un faible déplacement de l'aiguille, puis ensuite (en intervertissant les pointes) une déviation plus forte; en effet, dans la deuxième mesure, la tension de la pile vient s'ajouter à la charge du condensateur. Ceci se produit parce que la première charge a provoqué une polarisation du condensateur et que, durant le second essai effectué en intervertissant les pointes de touche, le pôle positif de la pile de l'ohmmètre est relié à l'armature du condensateur chargée négativement; les deux tensions sont alors en série et s'ajoutent.

Par contre, dans le cas d'un condensateur chimique on aura une certaine déviation dans un sens et une plus grande dans l'autre pour la même raison que précédemment, mais pour une certaine polarité l'aiguille revient rapidement à sa position de repos, tandis que dans l'autre, elle n'y retourne que lentement et s'arrêtera au point correspondant à la quantité de courant qui passe en permanence dans le condensateur.

Dans le cas où les indications sont effacées, il est possible de retrouver la polarité d'un condensateur chimique, en comparant les mesures avec celles effectuées sur un condensateur de même type dont la polarité est connue. Il s'suffira de répéter, dans les deux cas, la position des pointes de touche pour laquelle l'aiguille revient au zéro et de noter la polarité.

En conclusion de tout ce que nous avons dit des voltmètres, des ampèremètres, et des ohmmètres, on peut affirmer que leur qualité dépend des caractéristiques de l'instrument de mesure lui-même. Parmi celles-ci, une des plus importantes est la « résistance interne », c'est-à-dire la résistance propre de l'instrument, et il est évident que si cette valeur est inconnue, il sera très difficile d'adapter l'instrument à un circuit de mesures déterminé — particulièrement dans les cas d'un multimètre ou boîte de contrôle.

MESURE DE LA RESISTANCE INTERNE D'UN INSTRUMENT

Avant de décrire des multimètres ou « testers », il est utile d'indiquer une méthode permettant de trouver la résistance interne d'un instrument. Pour cela il faut, bien entendu, disposer momentanément d'un instrument

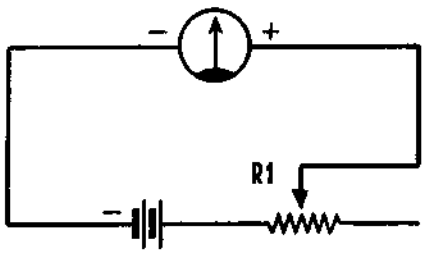


Fig. 9 A - Pour trouver la résistance de la bobine mobile d'un instrument de mesure, on réalise le circuit ci-dessus. La valeur de R1 est fonction de la tension de la pile et de la sensibilité de l'instrument, comme expliqué dans la texte.

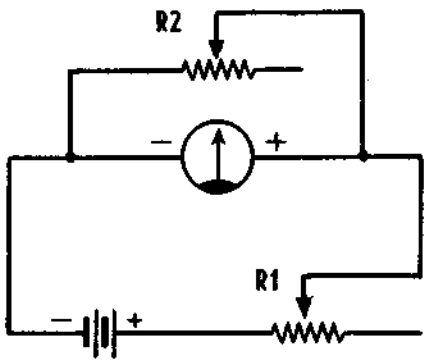


Fig. 9 B - Ayant réglé R1 pour la déviation totale de l'aiguille, on branche R2 en parallèle sur l'instrument. Sa valeur maximum est fonction du type de galvanomètre utilisé; elle peut varier entre 100 et 5 000 ohms. On règle R2 pour ramener l'aiguille au centre de l'échelle, puis on la débranche du circuit et on mesure sa valeur qui correspond à la résistance interne de l'instrument.

de mesure convenablement étalonné et capable de mesurer les résistances.

Avant toute chose, signalons qu'en essayant de mesurer la résistance interne d'un instrument à l'aide d'un ohmmètre, on risque de griller la bobine mobile que l'on veut mesurer. Il faut donc trouver une autre méthode et nous décrirons ici, celle qui nous paraît le mieux convenir à nos besoins.

Le principe en est simple et la précision obtenue est très grande, spécialement dans les cas où la résistance interne de l'instrument est de faible valeur et sa sensibilité élevée.

Pour déterminer la valeur ohmique de la résistance de la bobine mobile d'un instrument, il suffit de brancher en série avec l'instrument, une résistance variable assez élevée (*R*1) et une pile, (**figure 9-A**).

On règle la résistance variable jusqu'à obtenir la déviation maximum de l'aiguille, vers la droite de l'échelle. On branche alors, en parallèle sur l'instrument, une résistance variable (*R*2), figure 9-**B**, dont on règle la valeur de telle sorte que l'aiguille revienne au centre du cadran. On débranche alors *R*2 et on mesure sa valeur avec l'ohmmètre; celle-ci est égale à la résistance de la bobine mobile et l'erreur commise ne dépasse pas 1%, ce qui est généralement négligeable.

La résistance série (*R*1) devra être de valeur suffisamment élevée pour éviter de surcharger l'instrument et d'endommager, ainsi, la bobine mobile et l'aiguille. Dans le cas d'un instrument de mesure ayant une sensibilité de 1 mA, la résistance série devra avoir une valeur supérieure à 1 000 ohms pour chaque volt de la pile; si l'instrument a une sensibilité de 50 µA, il faudra une résistance supérieure à 20 000 ohms par volt. Si l'instrument de mesures a une sensibilité de 20 µA, la résistance série utilisée pour limiter le courant devra être supérieure à 50 000 ohms/volt de la pile.

La résistance interne des instruments varie considérablement suivant leur marque; on note, également de légères différences parmi les instruments d'une même marque. Pour les types les plus courants, la résistance variable *R*2, mise en parallèle, devra être de l'ordre de 100 ohms, pour un instrument de 1 mA. Elle sera de 2 000 ohms pour un instrument de 50 micro-ampères et de 5 000 ohms au minimum, pour un dont la sensibilité est de 20 micro-ampères.

Il est important de se rappeler que si *R*1 est trop faible, l'instrument peut être endommagé, tandis qu'aucune avarie de ce genre n'est à craindre si *R*2 est de valeur insuffisante.

Dans le calcul de la résistance interne, une certaine erreur est inévitable: par exemple, si l'on utilise une pile de 3 volts pour mesurer la résistance de la bobine mobile d'un instrument donnant sa déviation totale pour 1 mA (dont la résistance interne est de 52 ohms). la valeur de *R*1 sera de 2 948 ohms, en supposant que la résistance interne de la pile puisse être négligée. Quand *R*2 est mise en parallèle sur l'instrument, la résistance totale du circuit sera légèrement inférieure à 3 000 ohms et, en conséquence, le courant fourni par la pile aura une intensité supérieure à 1 milliampère.

Si l'on règle *R*2 de telle sorte que l'aiguille soit au centre de l'échelle, le courant passant dans l'instrument sera bien de 0,5 mA, mais *R*2 laissera passer une intensité légèrement supérieure.

Du moment que *R*2 et la résistance interne de l'instrument sont en parallèle, la chute de tension à leurs bornes est la même et la valeur ohmique de *R*2 sera légèrement inférieure à celle de la bobine mobile.

La taux de l'erreur dépend du rapport existant entre la valeur de *R*1 et celle de la résistance de l'instrument; dans ce cas il est de 0,9%. En augmentant la tension de la pile, on devra augmenter dans la même proportion la valeur de *R*1, ce qui réduit l'erreur.

Si, dans l'exemple ci-dessus, on utilise une pile de 90 volts, l'erreur résultante sera inférieure à 0,3%, ce qui est négligeable dans la plupart des cas.

Le lecteur qui, suivant notre Cours, aura construit le pont de Wheatstone et la boîte de résistances, pourra faire un premier emploi de celle-ci. En la branchant en parallèle sur l'instrument à la place de *R*2, il sera possible d'évaluer la résistance de la bobine mobile d'un instrument avec une approximation de ±1%.

Leçon n° 26

MULTIMETRES et CONTROLEURS UNIVERSELS

Un multimètre ou contrôleur universel est un instrument qui, pour la commodité d'emploi, groupe plusieurs circuits de mesure associés à un milliampèremètre ou un micro-ampèremètre, dans un appareil unique. Un exemple typique en est donné par la **figure 1**: l'appareil représenté fonctionne en voltmètre ampèremètre et ohmmètre, utilisant pour ces trois fonctions un seul galvanomètre.

Bien qu'il existe des multimètres très complets, destinés à effectuer toutes les mesures sur les tensions et courants continus, les tensions et courants alternatifs, les résistances et les capacités, nous nous occuperons, dans cette première leçon, de modèles plus simples permettant la mesure des tensions, des courants et des résistances.

Pour choisir, entre les divers circuits contenus dans l'appareil, celui permettant de mesurer la quantité désirée, on dispose d'un contacteur à plusieurs positions muni d'un bouton flèche ou, encore, d'une série de douilles dans lesquelles s'insèrent, au moyen de fiches banane, les fils terminés par les pointes de touche.

Le contacteur comporte un certain nombre de galettes en matière isolante supportant les divers contacts et chaque position du rotor correspond à une utilisation déterminée. Ainsi, par exemple, quand le contacteur se trouve dans la position « c. c. » (courant continu), des contacts mettent en circuit les éléments nécessaires à ces mesures (bobine mobile, résistances additionnelles, « shunt », etc...).

D'autres types de multimètres comportent deux contacteurs, l'un permettant de choisir la fonction (voltmètre, ampèremètre ou ohmmètre) et l'autre la gamme de mesure.

Le nombre des calibres disponibles pour la mesure des tensions, des courants et des résistances est variable suivant la classe de l'instrument; c'est ainsi que les appareils portatifs n'ont qu'un nombre limité de calibres, tandis que les appareils de laboratoire sont beaucoup plus complets.

Dans le cas où la sélection des calibres se fait au moyen de contacteur, l'appareil ne comporte que deux douilles servant au branchement des pointes de touche, exception faite, toutefois, pour certains calibres destinés aux mesures des tensions élevées ou des fortes intensités, pour lesquels des prises particulières sont prévues.

Il existe enfin des multimètres dans lesquels un contacteur permet de choisir la fonction, tandis que les différentes échelles, ou sensibilités, sont choisies en insérant les fiches dans les douilles correspondantes.

Pour aider les techniciens, la plupart des multimètres ou contrôleurs, sont pourvus de trois échelles: une pour les tensions et les courants continus, une pour les tensions alternatives et la troisième pour les résistances.

Chacune de ces échelles comporte un certain nombre de divisions et des indications numériques tout comme un double-décimètre ou une règle à calcul. La valeur effective est égale au produit de celle lue sur l'échelle par le facteur de multiplication correspondant à la sensibilité choisie.

Par exemple, si pour la mesure des tensions continues, l'instrument comporte les sensibilités suivantes: 10, 50, 250, 500 et 1 000 volts, l'échelle correspondante ne comportera que trois séries de nombres (voir **figure 2**), soit 10, 50 et 250, avec lesquelles on pourra lire, directement sur l'échelle, toutes les tensions à mesurer.

Ainsi, pour la sensibilité 500 volts, on utilisera l'échelle 50 volts et on multipliera la lecture par 10; pour la sensibilité 1 000 volts, les indications de l'échelle 10 volts seront multipliées par 100.

Si l'on désire mesurer une tension de 350 volts, il faudra utiliser la sensibilité 500 volts et la lecture se fera sur l'échelle 50 volts en multipliant par 10 la valeur indiquée par l'aiguille (soit 35 dans ce cas).

De même la mesure des résistances se fait sur une échelle unique, mais la valeur lue sur cette échelle doit être multipliée, selon le cas, par le facteur indiqué par la position du contacteur (x 10 ou x 100).

A côté, au-dessus pourrait-on dire, des multimètres et contrôleurs universels, dont nous venons de parler, on trouve d'autres appareils plus sensibles et plus précis, les voltohmmètres électroniques. Alors que les premiers utilisent les circuits des voltmètres, ampèremètres et ohmmètres étudiés dans les leçons précédentes, les seconds impliquent l'emploi de tubes électroniques. C'est pourquoi nous ne décrirons que plus tard ce type d'appareil, après avoir étudié la lampe thermoïonique dont ils sont une des applications.

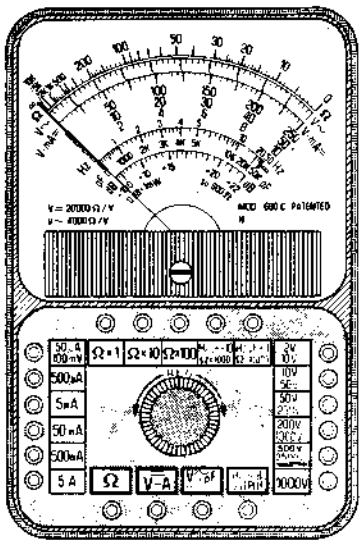


Fig. 1 - Présentation classique de Contrôleur portatif, dont la description détaillée fait l'objet de cette Leçon.

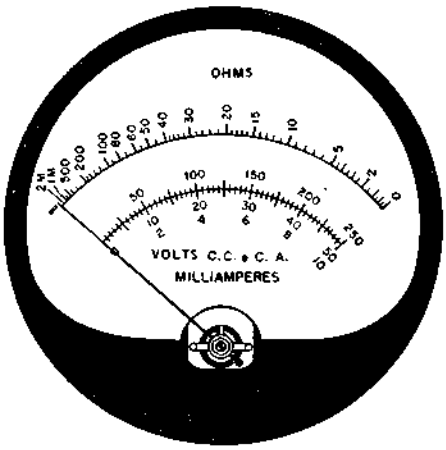


Fig. 2 - Les cadrans des galvanomètres des contrôleurs ou multimètres, sont pourvus de plusieurs échelles. Les valeurs portées sur celles-ci doivent, suivant les cas, être multipliées par un facteur numérique fonction du calibre choisi.

VOLT - OHM - MILLIAMPEREMETRE

En dépit des récents progrès enregistrés dans le domaine des instruments de mesure, le multimètre ou contrôleur universel demeure l'instrument de base pour toutes les mesures électriques.

La plupart de ces instruments utilisent des galvanomètres dont la sensibilité est comprise entre 50 µA et 1 mA. Dans le premier cas, la résistance interne est de 20 000 ohms/volt et ces instruments de qualité permettent d'effectuer toutes les mesures sans perturber le circuit à étudier.

Toutefois, pour des raisons économiques évidentes, on se contente souvent d'instruments faisant 5 000 ohms/volt, lesquels, tout en ayant une consommation propre assez faible, ont un équipement mobile plus robuste. On peut dire qu'en règle générale, les techniciens emploient des contrôleurs portatifs de 5 000 ohms/volt pour le laboratoire.

Le contrôleur portatif se présente sous la forme d'un boîtier de dimensions réduites, comportant sur sa face avant, le galvanomètre, les contacteurs et les prises de branchement.

Un contacteur portant les indications: « Ohm », « C. C. », « C.A. » permet de choisir la fonction désirée, tandis qu'un certain nombre de douilles disposées sur les côtés correspondent aux diverses gammes de tensions, courants ou résistances. Un bouton marqué « tarage » ou « zéro ohm » sert au réglage du zéro de l'ohmmètre.

Quand le contacteur se trouve sur la position «ohm», une des fiches est placée dans la douille marquée «Ω» et l'autre dans la douille correspondant à la gamme désirée ($R \times 1$, $R \times 10$, $R \times 100$); ensuite, on met en contact les deux pointes de touche et on tourne le bouton « tarage » ou « zéro ohm » pour amener l'aiguille à fond d'échelle, sur le chiffre 0.

Ceci étant fait, les pointes de touche sont mises en contact avec les extrémités de la résistance à mesurer et sa valeur est lue directement sur l'échelle du galvanomètre, en multipliant l'indication donnée par le facteur de multiplication correspondant à la gamme choisie.

Pour mesurer une tension ou une intensité en continu ou en alternatif, on place le contacteur sur la position correspondante, une des fiches est insérée dans la douille commune (marquée —) et l'autre dans la douille correspondant à la gamme choisie. Les pointes de touche peuvent, alors, être mises en contact avec les points du circuit dont on doit mesurer la tension ou le courant, en respectant la polarité s'il y a lieu.

Les multimètres ou contrôleurs les plus simples sont ceux qui permettent de mesurer les tensions et les courants continus, les tensions alternatives et les résistances.

Mesureur de tensions, de courants continus et de résistances

La **figure 3** donne le schéma d'un volt-ohm-milliampèremètre très simple apte à mesurer les tensions, les courants continus et les résistances.

Les diverses fonctions, ainsi que les sensibilités, sont choisies en plaçant les fiches dans les douilles correspondantes. Ainsi, par exemple, pour mesurer des intensités inférieures à 1 mA, une fiche est placée dans la douille marquée « commun » ou « — » et l'autre dans celle indiquée « 1 mA ».

Le courant se divise entre le galvanomètre et le « shunt » et l'indication fournie par l'instrument est proportionnelle à la quantité de courant passant dans la bobine mobile.

Si l'on veut mesurer une intensité comprise entre 10 et 100 mA, une des fiches reste placée dans la douille « — », tandis que l'autre est insérée dans la douille marquée « 100 mA ». Dans ce cas, le courant se divise entre $R3$ et $R4$ en parallèle, sur le galvanomètre et le circuit en série formé par $R1$ et $R2$.

Quand l'aiguille dévie à fond d'échelle, l'intensité du courant passant dans la bobine mobile est la même que celle qui passait dans le premier cas. En effet, la diminution de la résistance du shunt et l'augmentation correspondante de celle en série avec le galvanomètre font en sorte que la quantité de courant passant dans le

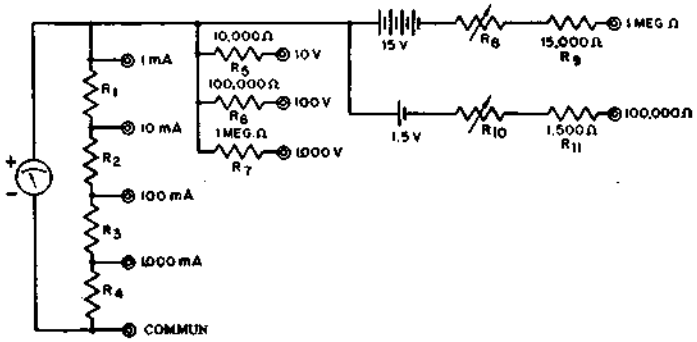


Fig. 3 - Schéma d'un contrôleur très simple destiné à la mesure, uniquement en courant continu, des tensions, courants et résistances. A noter la présence de deux batteries qui donnent des tensions de valeur différente 1,5 et 15 volts). Le choix des fonctions et des portées est obtenu en déplaçant les fiches des pointes de touche dans ces douilles avec indication appropriée.

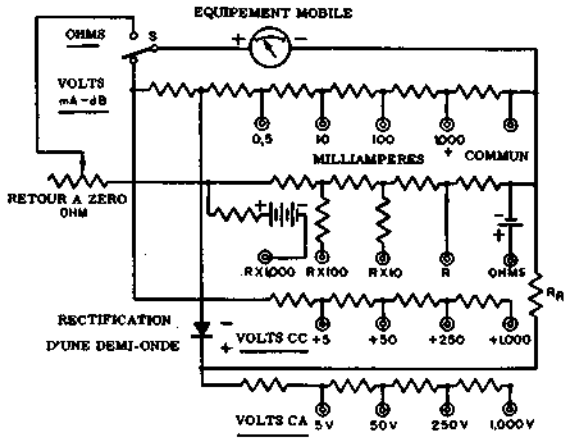


Fig. 4 - Schéma d'un contrôleur plus complet permettant les mesures en courant continu et alternatif. Le circuit comprend, outre la batterie, un redresseur à oxyde à une alternance.

« shunt » augmente, tandis que diminue celle passant dans le cadre mobile de l'instrument.

On procède de même pour mesurer les tensions, le choix de la résistance à mettre en série dépendant de la tension maximum. Ainsi, si la tension à mesurer est comprise entre 10 et 100 volts, une des fiches est placée dans la douille « — » et l'autre dans celle marquée « 100 V ». Le courant passe, alors, dans la résistance série de 100 kΩ avant de traverser le galvanomètre qui reste shunté par les résistances *R1*, *R2*, *R3*, et *R4*.

Le fonctionnement est le même pour les deux autres échelles de tensions; seule, change la valeur de la résistance additionnelle.

Toutes ces résistances étant fixes, et de valeurs connues, le courant passant à travers le cadre mobile est directement proportionnel à la tension appliquée et celle-ci peut être lue directement sur le cadran de l'instrument.

Pour mesurer les résistances, une des fiches reste toujours placée dans la douille commune « — », tandis que l'autre est insérée dans l'une des douilles marquées « kΩ » ou « 1 MΩ ».

Deux piles (une de 1,5 V et une de 15 V) fournissent le courant nécessaire à la mesure, suivant le calibre choisi. Deux résistances variables *R8* et *R10* permettent de « faire le zéro » pour ces deux échelles.

On met, d'abord les deux pointes de touche en contact pour procéder au tarage, puis la résistance est mesurée de la manière indiquée plus haut et sa valeur ohmique est lue sur le cadran de l'instrument. Plus la valeur de cette résistance inconnue *Rx* sera grande, plus faible sera l'intensité du courant passant dans le galvanomètre et, par conséquent, la déviation de l'aiguille.

L'échelle est étalonnée de droite à gauche, les fortes valeurs étant inscrites vers la gauche du cadran.

Le schéma de la figure 3, dont nous venons de parler, comporte quatre gammes en courants continus, trois en tensions continues et deux pour les résistances. D'autres instruments du même type peuvent comporter un plus grand nombre de gammes tant en tensions, qu'en intensités ou en résistances.

Ce circuit est toutefois limité aux seules mesures en courant continu; pour pouvoir l'utiliser en courant alternatif, il est nécessaire de lui ajouter un redresseur et divers éléments supplémentaires.

Mesureur de tensions c.c. et c.a., de courants continus et de résistances

Le schéma d'un tel instrument est donné dans la **figure 4**.

Le circuit pour la mesure des tensions comprend deux séries de résistances additionnelles, une pour les tensions continues, l'autre pour les tensions alternatives.

Pour mesurer une tension continue, le contacteur « *S* » est placé sur la position « volts » et les fiches, terminant les fils allant aux pointes de touche, sont placées, l'une dans la douille marquée « commun » ou « — » et l'autre dans celle correspondant au calibre désiré.

La bobine mobile du galvanomètre est shuntée par la série de résistances figurées, sur le schéma, immédiatement au-dessous de l'instrument et elle est en série avec la ou les résistances additionnelles reliées aux douilles marquées « volts c.c. ».

Pour mesurer les tensions alternatives, on utilise les résistances additionnelles reliées aux douilles marquées « volts c.a. ».

La diode au germanium est montée en redresseur de courant, redressement d'une seule alternance, et fournit un courant pulsé pouvant être mesuré par le galvanomètre. Une des fiches reste placée dans la douille commune, tandis que l'autre est insérée dans la douille correspondant à la sensibilité désirée.

On remarquera, dans le circuit de mesure des tensions alternatives, la présence d'une résistance *Rr* de valeur élevée. Cette résistance a pour but d'empêcher que, pendant la durée de l'alternance négative, des tensions négatives relativement élevées n'atteignent le cristal de germanium. En effet, bien que la résistance de ce dernier pour l'alternance négative soit assez élevée (60 000 ohms, environ), il laisse toutefois passer

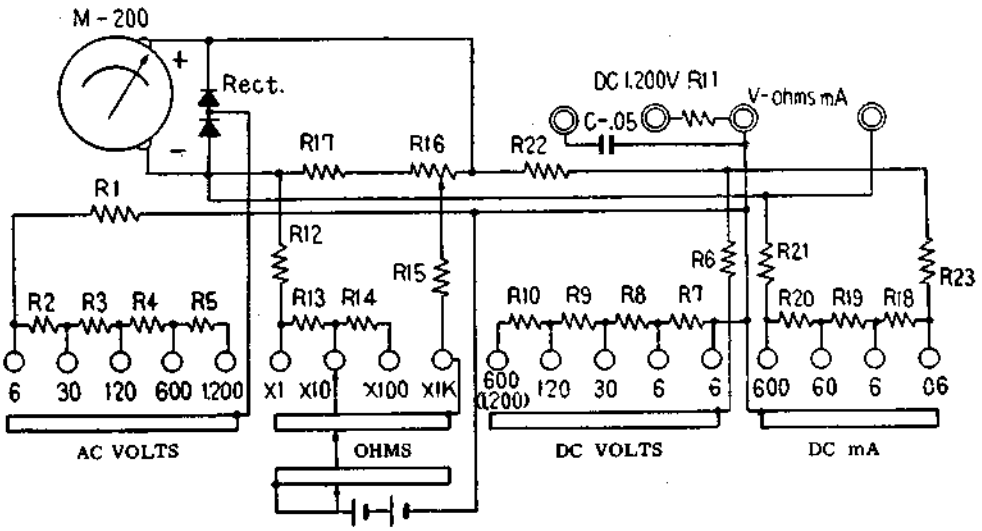


Fig. 5 - Schéma électrique d'un contrôleur de production japonaise. Il s'agit d'un modèle avec sélection des fonctions et des gammes de mesure moyennant un commutateur approprié.

un faible courant de polarité inverse et, en l'absence de *Rr*, une tension négative élevée pourrait endommager gravement le cristal lui-même.

Les courants et les résistances sont mesurés de la même façon que dans l'appareil de la figure 3, précédemment décrit.

Quand on se sert du calibre R x 100, le courant nécessaire pour une lecture convenable est fourni par une pile supplémentaire donnant, en général, une tension de 4,5 V. Pour le fonctionnement en ohmmètre, une des fiches est placée dans la douille correspondant au calibre choisi (R, R x 10, R x 100, R x 1 000).

EXAMEN DU CIRCUIT ET NORMES D'EMPLOI DE DEUX TYPES D'ANALYSEURS COMMERCIAUX

Après avoir passé en revue dans les paragraphes précédents les concepts fondamentaux qui président à la réalisation et aux fonctions d'un analyseur multiple ou « contrôleur », nous exposerons maintenant une série de considérations d'ordre pratique, en considérant les circuits et les normes d'emploi des deux types commerciaux de contrôleurs-analyseurs. Le premier est d'origine japonaise. Bien que permettant un emploi similaire pour la multiplicité des gammes de mesure et des fonctions, le premier est basé sur la méthode du commutateur et le second sur la présence d'une série de douilles de branchement pour la connexion diverse des pointes de touche, selon les gammes de mesure.

Le modèle d'analyseur dont nous avons reproduit le schéma électrique complet sur la figure 6 est celui qui est produit par l'industrie japonaise. Il s'agit d'un instrument de laboratoire très sensible, compact et de sécurité suffisante, adapté au contrôle de production comme un service de dépannage et la maintenance des appareils électroniques. La précision des mesures pouvant être effectuées avec cet instrument est garantie par l'emploi de résistances avec une tolérance de 1% et par des composants tous de grande qualité. Pour la sélection de fonctions et des gammes de mesure, on utilise un commutateur étudié spécialement pour présenter de faibles résistances de contact, commandé par une clé façonnée spécialement pour permettre une sélection facile et rapide des gammes.

La présence de la gamme la plus basse pour les mesures de tension continue, soit 0,6 volt se révèle très utile pour les mesures sur circuits à basse tension tels, que, par exemple, les équipements à transistors.

Les caractéristiques générales de l'instrument sont les suivantes: une sensibilité égale à 20 000 ohms/volt en courant continu et à 10 000 ohms/volt en courant alternatif, une large échelle de lecture avec protection transparente et 24 gammes totales divisées ainsi: 6 gammes en courant continu (0 - 0,6 - 30 - 120 - 600 - 1 200 V) gammes en tension alternative (0 - 6 - 30 - 120 - 600 - 1 200 V), 5 gammes en courant continu (0 - 0,06 - 6 - 600 mA), 5 gammes de mesure de résistance (0 - 10 kΩ - 100 kΩ - 1 MΩ - 10 MΩ), 2 gammes en décibels,de — 20 à + 63 dB et enfin une gamme pour les mesures de sortie. L'analyseur est alimenté par deux piles cylindriques très petites et encastrées, de 1.5 volt. Il comprend deux pointes de touche, une rouge et une noire et a les dimensions suivantes: 90 × 130 × × 35 mm.

La précision de mesure est égale à ± 2% à fond d'échelle pour les mesures de tensions et de courants continus et à ± 3% pour les mesures de tensions alternatives et de résistances.

Comme il s'agit d'un instrument de précision, on doit manipuler l'analyseur avec beaucoup de soins. On doit donc respecter les normes générales d'emploi relatives à tout analyseur. Celles-ci sont publiées dans le dernier paragraphe de cette leçon.

Quand on doit procéder à des mesures de résistances faisant partie d'un appareil, en particulier, il faut s'assurer qu'aucune tension d'alimentation ne soit appliquée à celle-ci pour éviter d'endommager le contrôleur-analyseur de manière irrémédiable.

Si, quand on agit sur la clé de remise à zéro de l'aiguille pour les mesures ohmiques, on ne peut plus effectuer cette adaptation au zéro de l'échelle, cela signifie qu'il faut procéder au remplacement de batteries internes, opération pour laquelle il faudra faire

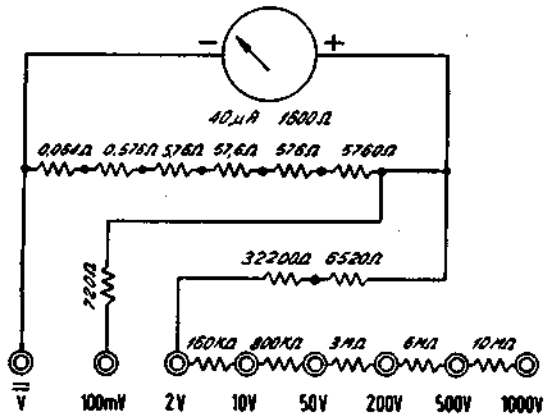


Fig. 6 - Circuit simplifié du voltmètre en courant continu. La douille indiquée « V » est celle dans laquelle on doit introduire l'extrémité de la pointe de touche négative (généralement de couleur noire).

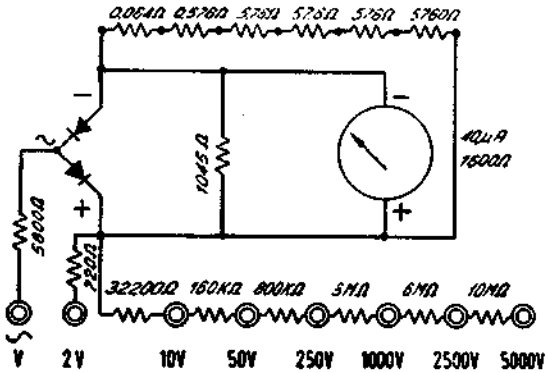


Fig. 7 - Section de circuit se référant au voltmètre en courant alternatif. Dans ce cas, la sensibilité de mesure pour toutes les gammes est égale à 4 000 ohms/volt.

attention de respecter leur polarité et s'assurer de leur contact effectif avec les ressorts correspondants.

Si l'appareil n'est pas utilisé pendant de longues périodes, il est bon d'ôter les batteries car celles-ci, en se sulfatant, pourraient corroder et endommager les circuits et les résistances disposées à l'intérieur de l'analyseur.

Il est important de se souvenir que les gammes pour mesures de courant ne doivent absolument pas être utilisées pour évaluer la capacité d'une batterie en ampères/heure. Ceci causerait des dommages sérieux à l'instrument de mesure, lequel n'est pas prévu pour cette fonction qui requiert des dispositifs et procédés spéciaux. Une batterie débitant en court-circuit dans l'ampèremètre y provoquerait un échauffement destructeur.

Le second modèle d'analyseur (contrôleur 517) dont nous nous occuperons maintenant constitue probablement une des solutions les plus intéressantes réalisées dans le domaine des (contrôleurs-analyseurs) portatifs ou « tester » de poche.

Cet instrument (voir figure 1) est contenu dans une boîte réalisée avec une nouvelle matière plastique incassable et équipée d'un micro-ampèremètre du type anti-choc avec des suspensions spéciales à cardans.

Particularité à noter: le circuit électrique spécial breveté qui a été adopté conjointement à un limiteur statique, permet à l'instrument indicateur et au redresseur de supporter des surcharges accidentelles ou erronées (jusqu'à 100 volts au - dessus de la gamme prévue réellement).

Cet analyseur permet de mesurer directement des résistances de 10 mégohms avec la seule alimentation de la batterie interne (3 V du type cylindrique) et de 100 mégohms avec l'alimentation du réseau lumière (de 125 à 220 volts). On peut également mesurer des résistances de valeur très basse (en dixièmes d'ohm) avec l'alimentation de la pile interne de 3 volts.

Outre les gammes traditionnelles de mesure en tension et en courant, il est possible d'effectuer aussi des lectures directes de fréquence, de capacité, de puissance de sortie et d'évaluer la présence d'une réactance dans un circuit.

Le poids de l'analyseur-contrôleur tout entier est minime: seulement 300 grammes avec la batterie de 3 volts placée à l'intérieur de la boîte. La dimension et la clarté du cadran de l'instrument indicateur permettent une plus grande facilité de lecture car le panneau supérieur est entièrement constitué par un « cristal » anti-choc qui évite la présence de cadres opaques.

Cet analyseur français diffère de celui décrit précédemment, surtout par l'absence des commutateurs tournant pour la sélection des gammes. Cette solution est sans aucun doute une garantie de grande sécurité dans le fonctionnement pour l'élimination totale des pannes mécaniques, des mauvais contacts et la diminution des risques d'erreur dans le passage d'une gamme à l'autre. En fait pour changer de gamme, il suffit de déplacer une seule borne des pointes de touche. Cette opération non seulement est dans beaucoup de cas plus rapide que celle de tourner un commutateur mais aussi elle fait réfléchir sur le type et sur la grandeur de la mesure à choisir, éliminant ainsi des surcharges et des erreurs inutiles et donc des dommages aux circuits électriques.

Mesures de tension en courant continu. — Pour les mesures des tensions (volts en courant continu on utilise la section de circuit dont le schéma électrique simplifié est représenté sur la figure 6.

L'extrémité de la pointe de touche négative (noire) s'insère dans la douille reliée en bas, au centre (voir figure 1) désignée par l'expression « V = A » et celle de la pointe de touche positive (rouge) dans une des douilles latérales désignées par les expressions 100 mV =, 2 V =, 10 V =, 50 V =, 200 V =, 500 V =, 500 V =, 1 000 V =, selon la gamme la plus appropriée à la mesure désirée. Quand la valeur de la tension à mesurer est incertaine, il convient toujours d'utiliser la gamme maximum afin de protéger les résistances additionnelles de surcharges éventuelles.

Après la première lecture, si c'est nécessaire, on

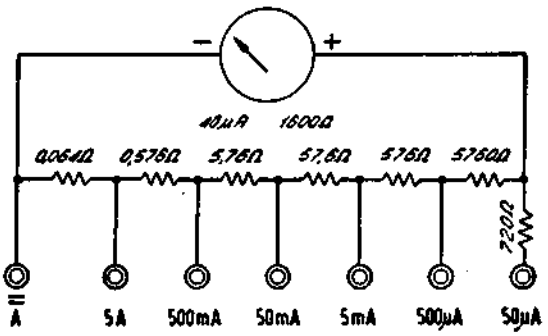


Fig. 8 - Schéma simplifié de la section du milliampèremètre pour courant continu. La gamme maximum est égale à 5 ampères tandis que la chute de tension maximum dans les diverses gammes n'est jamais supérieure à 320 millivolts.

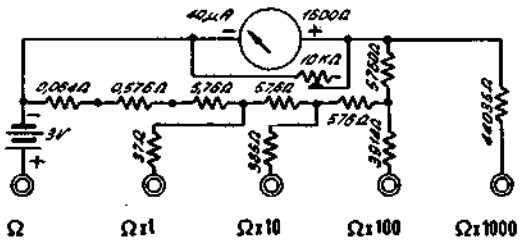


Fig. 9 - Le schéma illustre le circuit de l'ohmmètre alimenté par un courant continu (pile). A noter, donc, la présence de la batterie de 3 volts en série avec le conducteur commun et celle du rhéostat pour la mise à zéro de l'aiguille, cette opération doit toujours précéder chaque mesure de résistance.

peut déplacer la pointe de touche rouge de la gamme la plus élevée vers la gamme la plus basse afin de pouvoir lire la mesure avec plus d'exactitude.

La sensibilité de mesure sur toutes les gammes en courant continu est égale à 20 000 ohms/volt.

Si l'on désire effectuer des mesures maxima de 20 000 volts c.c., il convient d'utiliser une pointe de touche spéciale pour haute tension et de l'insérer en série dans la douille marquée 1 000 volts. Cette pointe de touche est fournie comme accessoire avec ce « tester » Centrad.

Mesures de tensions en courant alternatif. — Pour les mesures de tensions (volts) en courant alternatif, la section de circuit reproduite sur la figure 7 entre en jeu. On introduit une extrémité de l'une des pointes de touche dans la douille centrale placée en bas (voir figure 1) et marquée « V ≃ pF », et l'autre extrémité dans une des douilles latérales indiquées à droite 10 V, 50 V, 250 V, 1 000 V, 2 500 V, selon la gamme voulue.

La sensibilité de mesure sur toutes les gammes en alternatif est égale à 4 000 ohms/volt. Remarquons que si l'on supprime le redresseur, (voir le schéma de la figure 8), le circuit simplifié du voltmètre en courant alternatif est presque similaire à celui du voltmètre en courant continu que nous avons illustré précédemment.

Notons que cet analyseur, comme du reste tous les analyseurs appréciés de production américaine, adopte le circuit à redresseur à demi-onde unique car ce système outre la mesure normale de la tension alternative qui y circule, permet de contrôler la symétrie de la valeur moyenne des deux alternances du courant alternatif que l'on examine.

En fait, dans la pratique il peut se produire que deux demi-ondes soient asymétriques, c'est-à-dire que ces deux demi-ondes présentent des formes et des amplitudes différentes, pour des raisons variées, comme par exemple, la présence d'un élément continu. Dans ce cas cette asymétrie influe sur la valeur moyenne. Elle peut être relevée par le « tester » en intervertissant les pointes de touche aux points de mesure ce qui permet de calculer en valeur moyenne le pourcentage d'asymétrie :

$$\% \text{ d'asymétrie} = \frac{d1 - d2}{d1}$$

où d1 = déviation maximum; d2 = déviation minimum.

Mesure d'intensité en courant continu. — La figure 8 reproduit le circuit simplifié du milliampèremètre en courant continu. Pour les mesures d'intensité, l'instrument doit toujours être relié en série au circuit pour éviter qu'il y ait des dégâts dans les résistances du « shunt », spécialement celle de basse valeur ohmique.

Après avoir pris cette précaution, on insère l'extrémité noire (négative) dans la douille centrale en bas (figure 1) indiquée « V = A » (courant continu) et l'extrémité rouge (positive) dans une des douilles latérales indiquées respectivement à gauche par 50 µA - 500 µA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A, selon la gamme que l'on a choisie.

Mesures de résistances en courant continu. — Le mode traditionnel pour les effectuer consiste à insérer une pointe de touche dans la douille de gauche indiquée « Ω » et l'autre, dans une des douilles supérieures indiquées Ω × 1 - Ω × 10 - Ω × 100 - Ω × 1 000 suivant la portée voulue.

Cela fait, il faut établir un contact entre les pointes de touche et tourner la clé indiquée « REG » (régulation batterie) jusqu'à ce que l'aiguille de l'instrument se trouve exactement en son point maximum, c'est-à-dire à 0 ohm. Il faut enfin insérer la résistance à mesurer entre les pointes de touche en ayant soin de multiplier la valeur lue sur l'échelle supérieure de l'instrument, relative aux mesures ohmiques, par la gamme qui a été choisie. Le circuit simplifié de l'ohmmètre en courant continu est illustré sur la figure 9.

Notons que chaque fois que l'on change la portée de l'ohmmètre, il faut répéter l'opération pour la remise à zéro de l'aiguille en tournant la clé centrale.

Si l'aiguille n'arrive plus à 0 ohm, bien que le poten-

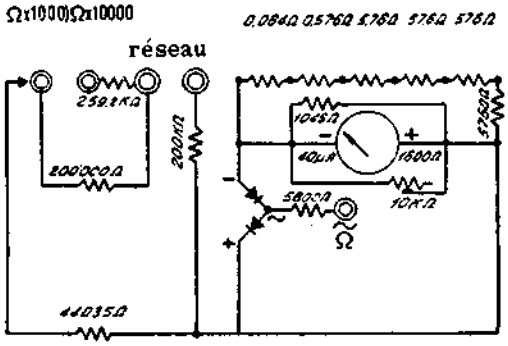


Fig. 10 - Pour les mesures de résistance de plus de 100 kΩ et jusqu'à 100 MΩ on utilise le circuit ohmmétrique alimenté par un courant alternatif. Ce circuit permet également de vérifier si des réactances sont présentes dans un circuit (c'est-à-dire vérifier si des condensateurs ou des bobines, ont un effet sur la valeur des courants qui y circulent).

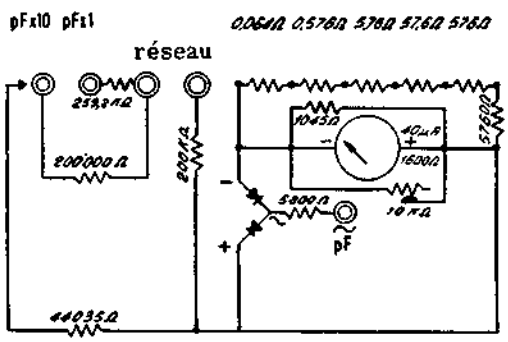


Fig. 11 - Pour effectuer des mesures directes de capacités de condensateurs en papier, en céramique, ou en mica et pour des valeurs comprises entre 50 et 500 000 pF, on utilise le circuit ci-dessus alimenté en courant alternatif avec une tension comprise entre 215 et 220 volts.

tiomètre ait été tourné complètement à droite, il faut procéder au changement de la batterie interne (une seule batterie de 3 volts du type cylindrique commun) en tenant compte de ses polarités et des polarités correspondantes indiquées sur les pinces de contact en bronze phosphoreux argenté. A ce propos, il peut être utile de rappeler que le bas de la pile est le pôle négatif (—) tandis que le haut est le pôle positif (+). Indépendemment de l'impossibilité d'effectuer la remise à zéro au point maximum, il est nécessaire de changer la pile au moins une fois par an; les réactions chimiques spontanées qui ont lieu dans la pile risqueraient d'abîmer par leurs émanations, les différents composants qui font partie du circuit de l'analyseur.

Les essais de résistance étant terminés, il est bon de ne pas laisser les terminaux (extrémités des pointes de touche) en position dans le circuit car ils pourraient se mettre accidentellement en contact et décharger pendant un certain temps la pile interne. De plus, le circuit interne de l'ohmmètre pourrait entrer en contact accidentellement avec un circuit sous tension et pourrait donc être endommagé.

Cet analyseur permet également les mesures de résistance pour des valeurs très basses (d'un dixième d'ohm à 30 ohms). Quand on procède à de telles mesures, on doit se rappeler qu'il faut tenir compte également de la résistance très faible opposée par les cordons des pointes de touche si l'on veut faire une lecture très exacte. On peut relever la valeur de la résistance des fils de branchement en court-circuitant les pointes de touche avant d'interposer la résistance à mesurer.

La valeur résistive des cordons sera donc soustraite de la valeur résistive totale lue après la mesure de la résistance à l'examen.

Mesure de résistance en courant alternatif. — Pour mesurer des résistances de très haute valeur, il faut appliquer au circuit de l'instrument, à l'aide d'une prise de courant spéciale, une tension quelconque de réseau alternatif comprise entre 125 et 220 volts. cela fait, il faut tourner complètement la clé marquée REG. vers la gauche et introduire complètement l'extrémité des pointes de touche dans la douille centrale en bas, indiquée V $\simeq$ pF/Ω $\times$ 10 000 et l'autre extrémité des pointes de touche dans la douille supérieure droite indiquée pF, Hz $\times$ 1/Ω $\times$ 10 000. Il faut ensuite mettre les pointes de touche en contact entre elles et tourner de nouveau la clé indiquée REG., jusqu'à ce que l'aiguille de l'instrument se trouve exactement au point maximum c'est-à-dire à 0 ohm. On pourra alors insérer la résistance à mesurer entre les pointes de touche, en ayant soin de multiplier la valeur lue sur l'échelle ohmique par 10 000. Le circuit simplifié relatif à l'ohmmètre en courant alternatif est représenté sur la figure 10.

Détecteur de réactance — Il arrive souvent que l'on doive établir si, dans un circuit, des réactances sont présentes; par exemple établir si un condensateur en parallèle sur une résistance joue son rôle de capacité de découplage ou si, par suite de détérioration interne, il ne joue plus; cette vérification étant faite sans que l'on soit contraint de détacher le circuit lui-même.

Cela est permis par l'analyseur en question. Il suffit de mesurer la valeur résistive du circuit sur l'échelle ohms $\times$ 1 000 en utilisant le circuit de l'analyseur et sa batterie interne. On répète ensuite la mesure sur la même gamme mais en utilisant le circuit en courant alternatif c'est-à-dire en appliquant à l'analyseur-contrôleur une tension de réseau comprise entre 125 et 220 volts à 50 Hz dans une prise de courant spéciale, comme nous l'avons décrit dans le paragraphe précédent.

Si les deux lectures, celle faite avec la batterie interne et celle faite avec la tension alternative extérieure ne concordent pas, on a mis en évidence la présence d'une réactance, donc l'effet certain du condensateur.

Mesures de capacité — Pour la mesure directe de capacités de condensateurs soit à papier, soit à céra-

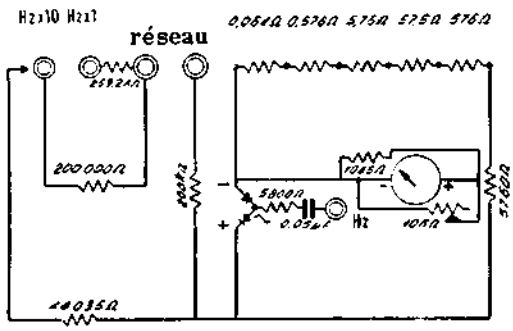


Fig. 12 - Circuit simplifié du fréquencemètre à trois gammes: 0÷50 Hz; 0÷500 Hz; 0÷5 000 Hz. Remarquons que, si le courant alternatif dont on veut connaître la fréquence n'est pas compris entre 125 et 220 volts, il suffira d'employer un transformateur de tension qui portera la tension aux valeurs citées, sans distorsion.

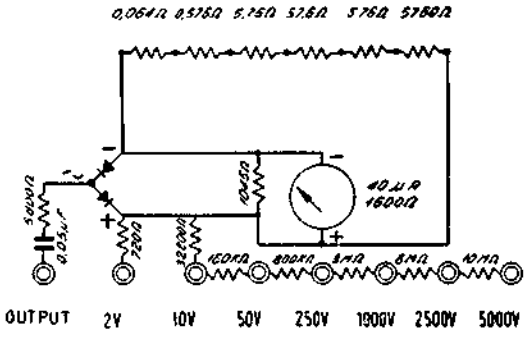


Fig. 13 - Ce schéma représente le circuit simplifié du mesureur de puissance de sortie. Il faut tenir compte du fait que pour les mesures de puissance en décibels (dB), on adopte comme niveau de base pour le zéro dB le Standard International moderne, c'est-à-dire 0 dB = 1 mW sur 600 ohms pour 0,775 volt (standard téléphonique international).

mique (titanate), soit à mica, pour des capacités comprises entre 50 et 50 000 pF, on emploie la section de circuit dont le schéma simplifié est représenté sur la figure 11. Avant d'effectuer la mesure, il faut appliquer au contrôleur 517 l'alimentation en alternatif (une tension quelconque à 50 Hz comprise entre 125 et 220 volts) et tourner complètement vers la gauche la clé indiquée REG. Les extrémités des pointes de touche étant introduites dans les douilles correspondantes, mettre les pointes de touche en contact et tourner la clé REG., jusqu'à ce que l'aiguille de l'instrument de lecture coïncide avec le point maximum de la graduation. Enfin, insérer le condensateur à examiner entre les pointes de touche en ayant soin de multiplier la valeur lue sur l'échelle de graduation par la gamme choisie. Il est à noter cependant que si le condensateur à mesurer n'est pas bien isolé, les lectures que l'on fait sont fausses.

Pour les mesures de condensateurs, soit au papier, soit électrolytiques (condensateurs de découplage ou de filtre) entre un microfarad et 150 µF, on opère de la façon suivante: on introduit les pointes de touche dans les douilles Ω et Ω × 100 ou encore Ω × 1 000 suivant la gamme considérée, on procède à la remise à zéro de l'aiguille comme pour les mesures ohmmétriques en courant continu. On insère donc entre les pointes de touche le condensateur à examiner en invertissant plusieurs fois les polarités. Si le condensateur est efficient, il doit faire bouger l'aiguille le long des différentes divisions de l'échelle et donc retourner vers zéro µF. Si l'aiguille ne tend pas à retourner vers zéro µF, cela signifie que le condensateur a perdu son isolement et qu'il doit être mis au rebut.

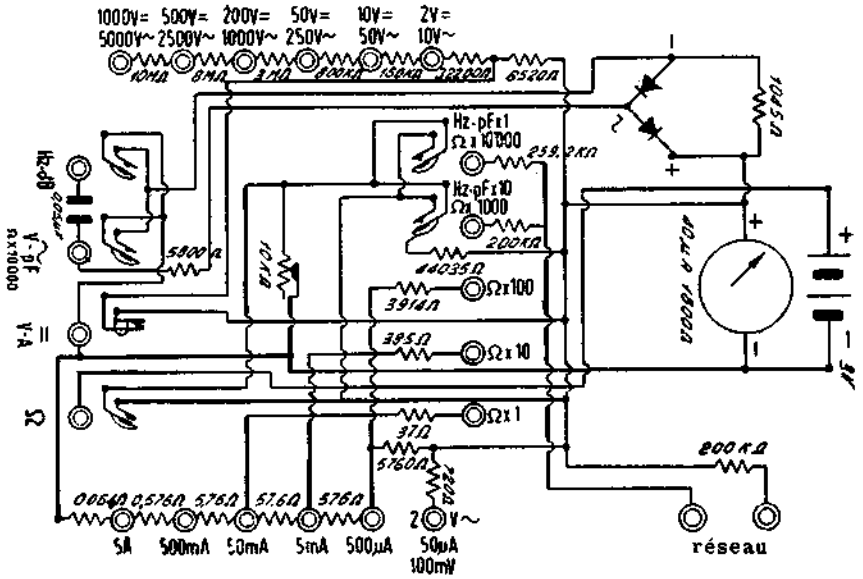
Mesures de fréquence. — Comme nous l'avons indiqué, ce contrôleur 517 permet de mesurer des fréquences sur trois gammes différentes (0 - 50 Hz, 0 - 500 Hz, 0 - 5 000 Hz). Il se comporte donc comme un vrai fréquencemètre.

On effectue les mesures en introduisant dans la prise de courant placée sur le côté du contrôleur une tension alternative quelconque comprise entre 125 et 220 volts dont veut connaître la fréquence. Il faut ensuite tourner complètement la clé indiquée REG. vers la gauche et introduire complètement l'extrémité d'une pointe de touche dans la douille centrale en bas, indiquée V ≃ pF/Ω × 10 000 et l'autre extrémité de la même pointe de touche dans une des douilles supérieures indiquées pF Hz × 10/Ω × 1 000 pour les lectures de 50 Hz maximum selon la gamme voulue. Il faut alors tourner la clé indiquée REG. jusqu'à ce que l'instrument se trouve exactement au point maximum de l'échelle, c'est-à-dire à 0 ohm. On déplace ensuite la pointe de touche qui avait d'abord été introduite dans la douille V≃ pF/Ω × 10 000, dans la douille voisine indiquée Hz OUTPUT et on lit ainsi la fréquence en Hz sur l'échelle correspondante indiquée par le signe Hz.

La valeur lue sera évaluée en hertz, si on est sur la gamme Hz × 1 ou, elle sera à multiplier par 10, si on est sur le gamme Hz × 10 qui aurait été choisie au début.

Si on veut lire une fréquence supérieure à 500 Hz mais qui ne soit pas plus élevée que 5 000 Hz, il suffira, après avoir remis à zéro la tension alternative à mesurer sur la gamme Hz × 10, d'introduire un condensateur de 5 000 pF précis, en série avec une pointe de touche et de lire ainsi la fréquence indiquée sur l'échelle, multipliée par 100. Si la tension alternative à mesurer n'est pas comprise entre les 125 et les 220 volts indiqués ci-dessous, il suffira d'utiliser un transformateur de tension qui reporte la tension sans distorsion dans la gamme de ces valeurs. Le circuit simplifié de fréquencemètre est illustré sur la figure 12.

Mesures de puissance de sortie. — La figure 14 représente le circuit permettant les mesures de puissance de sortie. Pour effectuer ces mesures, on introduit l'extrémité des pointes de touche dans la douille en bas à droite indiquée par l'expression « OUTPUT » et l'autre extrémité dans une des douilles latérales de droite in-



ICE = Industrial Construction Electronique

Fig. 14 - Schéma électrique complet du « tester » précédemment analysé dans les diverses sections du circuit. Celles-ci correspondent aux diverses fonctions, chacune dotée de plusieurs gammes de mesure. A noter à côté de certaines douilles la présence de contacteurs à ressort qui agissent automatiquement avec l'insertion de la fiche.

ICE 680

diquées par les signes: 10 V —, 50 V —, 250 V —, 1 000 V —, selon la gamme voulue. Quand la valeur de la puissance de sortie à mesurer est incertaine, il vaut mieux utiliser toujours la gamme maximum afin de protéger le circuit de surcharges éventuelles. Après la première lecture, si cela est nécessaire, l'extrémité des deux prises peut être insérée dans la gamme inférieure ce qui permet de lire la mesure avec plus de précision.

Pour les mesures de puissance en dBm, on a choisi comme niveau de base pour le zéro dB, le Standard International, c'est-à-dire: 0 dB = 1 mW pour une impédance de 600 ohms, égal à 0,775 volts.

Les valeurs en décibels pour la prise 10 V en courant alternatif sont indiquées directement sur l'échelle de l'instrument. En se servant de la gamme 50 V en courant alternatif, la lecture en dB sera celle indiquée à laquelle on ajoutera 14 dB.

Avec la prise 250 V en courant alternatif, on ajoutera 28 dB, tandis qu'avec la prise 1 000 V en couquée à laquelle on ajoutera 14 dB.

Nous voulons éclaircir, du moins sommairement, le concept de dB (décibel) bien que nous vous promettions de revenir sur le sujet dans les leçons suivantes. Tout d'abord qu'il soit bien clair que le dB (décibel) est une mesure relative (un « rapport ») et comme telle peut assumer n'importe quelle valeur selon la référence de comparaison.

Les décibels peuvent évaluer le rapport entre deux puissance calculées en watts mais tandis que ces derniers seuls, représentent une entité absolue, les décibels mesurant le rapport entre les deux puissances peuvent être un nombre positif (selon que la première puissance, est plus forte que la seconde) ou négative (si la première puissance est plus faible que la seconde); la valeur de référence choisie fait que le nombre de décibels est plus ou moins élevé.

Le décibel (dB) considéré comme unité et comme entité psychophysique représente la plus faible variation de puissance acoustique que puisse percevoir l'oreille humaine, mais cette variation de puissance peut être de l'ordre du milliwatt, à faible niveau comme elle peut être de l'ordre du watt, à niveau plus élevé sans que la perception acoustique des variations correspondant à un décibel puisse changer.

En fait la formule qui met en relation les décibels et les watts est la suivante:

$$dB = 10 \log_{10} \frac{W1}{W0}$$

elle représente 10 fois le logarithme en base décimale ($\log_{10}$) du rapport entre les watts considérés (W1) et les watts de référence (W0). Comme nous le verrons plus tard en détail dans nos considérations sur les calculs, par logarithme d'une certaine quantité on entend la puissance à laquelle un certain nombre doit être élevé pour obtenir la quantité désirée.

Dans le cas d'une amplification, la valeur en décibels est positive tandis que dans le cas d'une atténuation la valeur en décibels est négative *.

Comme nous l'avons dit précédemment, la référence pour la comparaison (niveau 0) indiquée sur l'échelle de l'analyseur est représentée ici par une puissance de 1 mW aux bornes d'un circuit de 600 ohms et elle a été adoptée pour le standard téléphonique international.

Nous terminerons l'examen de cet analyseur, contrôleur 517, dont le schéma électrique complet, avec les valeurs des composants, est représenté sur la figure 14, par ces considération un peu « concentrées », pour cette fois, sur les mesures de puissance de sortie en décibels (dB).

---

* On dira par exemple: l'amplificateur basse fréquence a un gain de 20 décibels, si le rapport entre puissance de sortie et puissance d'entrée donne 100.

On dira par exemple, dans cet amplificateur, le bruit de fond, ou le ronflement est à —78 décibels, si la puissance de ce ronflement est dans ce rapport avec la puissance du signal utile que l'on veut écouter.

Leçon n° 27

SYMBOLES - ABREVIATIONS

Rx = Résistance inconnue

S = Commutateur

VOM = Volt-ohm-milliampèremètre

REG = Réglage ohmmètre (zéro)

OHM ADJ. = « Ohm Adjustment » = REG

=
V - mA = volt-milliampère en c.c.

V ~ = volt en c.a.

Output = Sortie

FORMULES

Pour calibrer l'échelle d'un ohmmètre en série

$$Rx = Rc \left(\frac{I1 - I2}{I2}\right)$$

dans laquelle:

Rx = résistance inconnue

Rc = résistance totale avec pointes de touche court-circuitées

I1 = courant total avec pointes de touche court-circuitées

I2 = courant obtenu lorsque Rx est en série

Pour calibrer l'échelle d'un ohmmètre en parallèle

$$Rx = Rm \left(\frac{I2}{I1 - I2}\right)$$

dans laquelle:

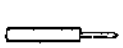
Rx = résistance inconnue

Rm = résistance intérieure de l'instrument (bobine mobile)

I1 = courant de l'ohmmètre (Rx exclue)

I2 = courant de l'ohmmètre (Rx dans le circuit)

SYMBOLES SCHEMATIQUES


= Pointe pour instrument analyseur


= Douille pour panneau


= Douille pour panneau


= Commutateur à ressort

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 25 et 26

N. 1 — Qu'entend-on par « ohmmètre » ?

N. 2 — Quelle est la différence entre un ohmmètre en série et un ohmmètre en parallèle ?

N. 3 — Pourquoi y a-t-il dans un ohmmètre, des gammes différentes ?

N. 4 — Comment est-il possible d'étendre les gammes d'un ohmmètre à basse résistance ?

N. 5 — Comment est-il possible d'étendre les gammes d'un ohmmètre à haute résistance ?

N. 6 — De quelle façon sont interprétées les lectures d'un ohmmètre dans les différentes gammes ?

N. 7 — Pourquoi est-il nécessaire dans un ohmmètre, de retourner à zéro avant de mesurer ?

N. 8 — Alors qu'on effectue une mesure de résistance dans un circuit quelle est la première précaution qu'il faut observer ?

N. 9 — Pourquoi les pointes d'un ohmmètre doivent-elles être toujours isolées entre elles, à part pendant les mesures ?

N. 10 — Qu'entend-on par « multimètre » ?

N. 11 — Combien de systèmes existe-t-il pour commuter les échelles d'un multimètre ?

N. 12 — Sur quelles échelles est-il plus avantageux d'éviter l'emploi de commutateurs ?

N. 13 — Si un multimètre a des échelles de 50, 100, 500 et 1 000 volts f.s., sur quelle échelle sera-t-il opportun de lire une tension de 300 V ?

N. 14 — Si la tension ou le courant à mesurer sont inconnus, sur quelle échelle la première lecture s'effectuera-t-elle ?

N. 15 — De quelle façon est-il possible d'effectuer la mesure d'une tension de 1 000 volts, si la portée maximum de l'instrument est de 500 volts ?

N. 16 — Pour quelle raison est-il indispensable d'éviter que, dans les mesures, l'aiguille de l'instrument ne se déplace brusquement vers l'extrémité de l'échelle ?

N. 17 — Est-il possible de mesurer l'isolement avec un multimètre ?

N. 18 — Combien et quelles sont les mesures qu'un multimètre doit pouvoir permettre ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 187

N. 1 — Un courant qui change périodiquement sa direction, tandis que le courant continu va toujours dans le même sens.

N. 2 — Le courant continu subit des pertes importantes s'il est transporté à une grande distance. Le courant alternatif au contraire, se prête à ce but étant donné qu'il peut être transformé.

N. 3 — Oersted découvrit l'électromagnétisme; Faraday découvrit qu'un champ magnétique pouvait produire un courant; et Henry traduisit en lois de physique les principes relatifs.

N. 4 — L'intensité du champ magnétique et la vitesse du conducteur qui se trouve dans ce dernier.

N. 5 — f.e.m. induite $= B \times l \times v \times \sin 0 \times 10^{-8}$.

N. 6 — A 90° elle est maximum, à 0° elle est zéro.

N. 7 — Avec la loi de Fleming de la main droite.

N. 8 — Il est composé d'un champ magnétique produit par un aimant (permanent ou électrique), par un enroulement qui tourne dans ce champ grâce à une force extérieure, et par un collecteur dont les balais prélèvent le courant.

N. 9 — Parce qu'il exprime graphiquement les variations de module de la tension ou du courant en fonction de l'angle de phase.

N. 10 — En effectuant la formule suivante.

$$\text{Fréq.} = \frac{\text{Nombre de pôles} \times \text{Nombre tours/minute}}{120}$$

N. 11 — La valeur instantanée est la valeur correspondant à n'importe quel instant dans le temps. La tension de crête correspond à la valeur instantanée maximum. La tension efficace est la valeur correspondant au courant continu qui produirait la même quantité de chaleur à travers la même résistance et en un même temps.

N. 12 — La « phase » est la différence, dans le temps, entre n'importe quel point d'un cycle et le début de ce cycle.

N. 13 — En phase, lorsque les valeurs maxima, moyennes et nulles coïncident dans le temps avec la même polarité. Déphasés, lorsque cette condition n'a pas lieu. Avec un déphasement de 180° les valeurs maxima coïncident, mais avec une polarité opposée.

N. 14 — Les instruments à fer mobile, dans les différentes versions.

N. 15 — En faisant passer le courant à travers un redresseur qui le transforme en continu.

N. 16 — Trois: à une alternance, 6 deux alternances en contrephase, et à deux alternances en pont.

CONSTRUCTION d'un CONTROLEUR UNIVERSEL

Pour que le lecteur ait la possibilité de connaître à fond cet instrument de travail indispensable qu'est le contrôleur universel, nous avons décidé de lui présenter une description constructive qui a surtout un but didactique. En effet, presque toujours l'instrument en question est acheté complet et en état de marche, ayant une sensibilité plus élevée que dans le cas présent. Toutefois, pour certains emplois, même un petit appareil de ce genre peut être utile.

Le modèle, décrit ci-dessous, est de performances bien modestes; il peut être utilisé dans certains cas, précisément dans ceux où les mesures sont faites sur des circuits à faible résistance. En d'autres termes, cet appareil ne pourra être utilement employé que dans les cas où son branchement dans un circuit n'en perturbera pas les conditions de fonctionnement, malgré une certaine consommation de courant supplémentaire due à la présence du contrôleur.

Comme nous l'avons dit plus haut, le technicien utilise fréquemment deux types de contrôleurs: l'un « portatif » pour les dépannages extérieurs et l'autre plus précis et plus sensible pour l'atelier ou le laboratoire. Le type portatif est robuste tout en étant sensible, et susceptible de permettre la plupart des mesures que l'on peut être amené à faire lors du dépannage d'un appareil de radio. Sa résistance est souvent de 10 000 ou 20 000 ohms par volt, ce qui indique que sa consommation propre est suffisamment faible pour ne pas perturber gravement le fonctionnement des circuits.

Enfin il y a le contrôleur de laboratoire ou d'atelier toujours d'une résistance de 20 000 ohms/volt, comportant de nombreux calibres et permettant également la mesure des capacités. Le schéma (**figure 1**) est particulièrement simple.

En se rappelant ce qui a été dit concernant les circuits utilisés dans ces instruments, le lecteur verra de suite que les diverses fonctions et calibres sont sélectionnés au moyen d'un contacteur unique et que, les fils allant aux pointes de touche restant branchés aux bornes *A* et *B* (+ et —), on pourra mesurer les tensions, les courants et les résistances uniquement en plaçant le contacteur dans la position convenable.

Dans le but de simplifier au maximum l'ensemble de l'appareil on a adopté, pour la mesure des tensions alternatives, une solution assez peu orthodoxe: on peut voir, en effet, en examinant attentivement le schéma (ou, mieux encore, les divers schémas partiels donnés plus loin) que les redresseurs, montés en pont, restent toujours branchés aux bornes du milliampèremètre, même pendant les mesures en courant continu. De ce fait, une résistance de quelques milliers d'ohms (résistance inverse des redresseurs) se trouve toujours placée en parallèle sur la bobine mobile de l'instrument; toutefois — étant donné la faible résistance (100 ohms, environ) de la bobine mobile — ce « shunt » permanent produit un effet tout à fait négligeable. L'ensemble des commutations se trouve, par contre, considérablement simplifié.

Disons un mot, maintenant, de la résistance *R1* placée en série avec la bobine mobile du galvanomètre.

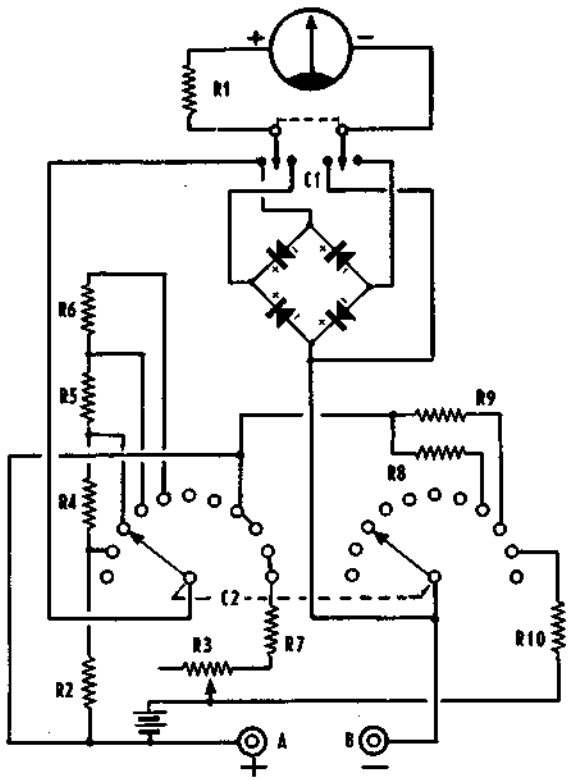


Fig. 1 - Schéma du contrôleur de 1 000 ohms/volt, dont on présente ici la construction. Il est caractérisé par la sélection de gammes et de fonctions par un contacteur unique (C 2).

1 Milliampèremètre 0-1 mA
R1 = résistance bobinée (voir texte).
R2 = résistance 10 000 ohms ± 1%, ½ watt.
R3 = potentiomètre bobiné 1 000 ohms, avec bouton flèche.
R4 = résistance 90 000 ohms ± 1%, ½ watt.
R5 = résistan. 400 000 ohms ± 1%, ½ watt.
R6 = résistan. 4,5 mégohms ± 1%, ½ watt.
R7 = résistance 2 200 ohms ± 5%, 1 watt.
R8 = résistance bobinée 11 ohms ± 5%, 1 watt.
R9 = résistance bobinée 1 ohm ± 1%, 1 watt.
R10 = résistance bobinée 30 ohms ± 1%, ½ watt.
C1 = inverseur « tumbler » 2 circuits.
C2 = Contacteur à deux galettes, deux circuits, 11 positions.
BT = Pile 3 volts (2 piles 1,5 V en série).
2 fiches banane (une rouge, noire) pour fiches banane 4 mm.
1 redresseur en pont pour instrument de mesure, 1 mA.
2 fiches banane (une rouge, une noire).
2 pointes de touche pour instruments de mesure (une rouge, une noire).
1 bouton flèche pour C2.
Fil à connexions, gaine isolante, soudure à la résine, rondelles vis.
1 panneau et un coffret (voir texte).

Cette résistance, de faible valeur, a uniquement pour but de permettre d'utiliser pour « shunts » — dans la fonction ampèremètre — des résistances commerciales de valeurs courantes.

En choisissant convenablement *R1*, il sera possible d'adapter au circuit n'importe quel type d'instrument donnant sa déviation totale pour 1 mA et dont la résistance interne est égale ou inférieure à 100 ohms. La résistance *R1* sera égale à 100 ohms, moins la résistance propre de l'équipage mobile; si, par exemple, notre milliampèremètre a une résistance interne de 60 ohms, *R1* sera égale à 40 ohms: la résistance interne des divers galvanomètres varie suivant les marques. Dans le cas où cette résistance serait inconnue, on pourra la mesurer par la méthode exposée à la page 199.

En parcourant la liste du matériel nécessaire à cette réalisation, on notera que pour le calibre 10 volts, la résistance additionnelle (*R2*) a une valeur de 10 000 ohms. En principe, la valeur exacte est 9 900 ohms, pour un instrument ayant — avec *R1* en série — une résistance interne de 100 ohms; la différence entre ces deux valeurs étant de 1%, ce qui est négligeable, nous avons préféré employer une résistance de 10 000 ohms que l'on trouve facilement dans le commerce.

Il sera d'ailleurs facile, si l'on peut mesurer les résistances avec précision (c'est alors que le pont de Wheatstone, décrit en détail dans notre 21ème leçon, se révèle particulièrement utile), de choisir parmi un certain nombre de résistances marquées 10 000 ohms, une dont la valeur approche le plus de 9 900 ohms.

Dans la position « courant alternatif », sélectionnée au moyen de l'inverseur C1, la précision sera légèrement inférieure à celle obtenue en courant continu; elle est de l'ordre de 5%, ce qui est encore suffisant pour un instrument de cette catégorie.

Il aurait été possible d'avoir la même précision dans les deux cas, mais cela n'aurait pu être réalisé qu'au prix d'une complication du système de commutation et en employant un jeu supplémentaire de résistances additionnelles: le coût et les difficultés de construction en auraient été accrus bien inutilement, étant donné l'emploi limité que nous ferons de cet appareil.

Avant d'en commencer la construction, il est bon d'étudier séparément, fonction par fonction, les commutations et les éléments du circuit mis en service dans chaque cas (voltmètre continu, voltmètre alternatif, milliampèremètre continu, ohmmètre). Les schémas partiels (page 216), faciliteront cet examen.

Nous donnons à côté du schéma général de la **figure 1** la liste complète du matériel nécessaire à cette réalisation. Ainsi qu'on peut s'en rendre compte, il s'agit d'éléments d'usage courant que l'on peut trouver facilement dans le commerce.

Il sera bon, avant de commencer le montage, de se procurer tout le matériel nécessaire à la complète réalisation de l'appareil.

Tous les éléments, à l'exception des piles, sont montés directement sur le panneau avant. Celui-ci pourra être soit métallique (en aluminium, par exemple) soit en matière isolante. Dans le cas d'un panneau métallique il sera nécessaire d'isoler soigneusement tous les éléments, en tenant compte qu'une tension maximum de 5 000 volts pourra être appliquée aux bornes d'entrée. Etant donné qu'un isolement suffisant n'est pas toujours facile à réaliser, nous conseillons fortement d'employer un panneau en matière isolante, en bakélite ou en ébonite, par exemple.

La **figure 2** donne les dimensions et le plan de perçage de ce panneau qui formera le couvercle d'un coffret destiné à protéger l'ensemble du montage. Ce coffret pourra être indifféremment en matériau iso-

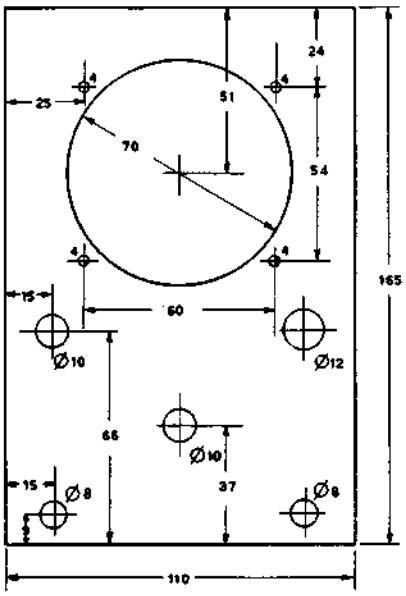


Fig. 2 - Plan de perçage du panneau avant supportant tous les organes (à l'exception de la pile). Les cotes indiquées sont en millimètres et dépendent, naturellement, des différents types de matériel.

lant (en bois, par exemple) ou en métal. Sa profondeur sera de dix centimètres (environ), elle devra être, en tous cas, suffisante pour qu'aucun élément ne touche le fond, à l'exception, toutefois, des deux piles qui pourront y être fixées par deux pinces.

Il n'a pas été prévu, sur le plan de perçage, les trous devant recevoir les vis (au nombre de 4 ou de 6) destinées à la fixation du panneau sur le coffret. La position de ces trous (situés sur les bords) dépendra du type de coffret utilisé.

Une fois le panneau percé, on y fixera tous les éléments (galvanomètre, inverseur *C1*, contacteur *C2*, potentiomètre *R3*, douilles *A* et *B*).

On pourra, ensuite, entreprendre le câblage et disposer les autres éléments (résistances, redresseurs).

Les figures montrant respectivement le dessus et le dessous du panneau avant, aideront considérablement à la construction de l'appareil. Il sera bon, toutefois, de contrôler les opérations au moyen du schéma électrique de la figure 5, en cochant, au fur et à mesure qu'elles seront exécutées, les différentes connexions. On utilisera, pour le câblage, du fil rigide sous isolant plastique ou du fil nu recouvert de gaine isolante.

Le câblage devra se faire suivant un ordre logique et nous conseillons de commencer par câbler toute la partie concernant une fonction déterminée.

On câblera tout d'abord, par exemple, tous les éléments et les conducteurs formant la partie voltmètre

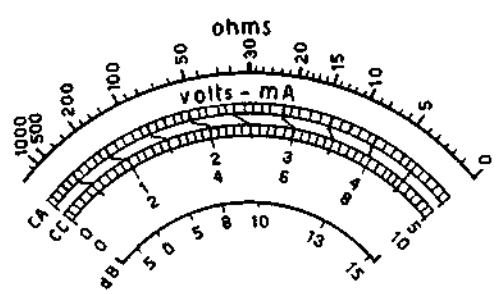


Fig. 3 - Ce dessin peut être découpé et collé sur le cadran du galvanomètre.

pour tensions continues (c'est-à-dire le schéma de la figure 6).

Ceci étant fait on pourra essayer immédiatement le fonctionnement de l'appareil, avant de poursuivre plus avant les opérations, en mesurant des tensions connues. Par exemple, en plaçant le contacteur sur la position « 10 volts » nous pourrons mesurer la tension des piles de l'ohmmètre (1,5 et 1,5 + 1,5 = 3 V) ce qui nous permettra de vérifier qu'aucune erreur n'a été commise et que l'étalonnage est exact. Si nous pouvons disposer d'autres tensions continues de valeurs connues, il nous sera possible d'essayer les autres calibres et de nous rendre compte du bon fonctionnement de l'ensemble. C'est ainsi que nous pourrons nous assurer que les résistances *R2*, *R4*, *R5* et *R6* ont bien la valeur convenable et ne présentent aucun défaut.

On pourra, ensuite, relier les deux fils du redresseur qui vont aux deux cosses de l'inverseur *C1* restées libres: ces deux connexions suffiront pour compléter la partie voltmètre alternatif.

En plaçant l'inverseur *C1* sur la position « C.A. » nous pourrons immédiatement nous assurer du bon fonctionnement en mesurant une tension alternative de valeur connue, le secteur, par exemple.

Nous aurons ainsi terminé la partie voltmètre de notre appareil.

En plaçant dans le circuit les deux résistances «shunt» *R9* et *R10* (reliées à la section inférieure du contacteur *C2*) et en réalisant les connexions qui de la douille (+) vont aux deux cosses du contacteur (section supérieure), puis au point de jonction de *R8* et *R9*, nous aurons complété le montage du milliampèremètre (pour courant continu seulement).

Enfin nous terminerons par les connexions concernant la fonction ohmmètre (figure 9) et nous souderons deux fils souples aux pôles de la pile.

Comme nous l'avons dit au début de ce chapitre, cette réalisation est la solution la plus économique permettant de construire, à peu de frais, un contrôleur aux multiples fonctions.

Il est logique de penser que dans de nombreux cas, le lecteur désirera utiliser un milliampèremètre déjà en sa possession. Il s'ensuivra donc des réalisations d'aspect et d'encombrement différents, mais le fonctionnement sera identique à celui de notre modèle à la condition toutefois, que le milliampèremètre donne sa déviation totale pour 1 mA.

Pour donner à notre appareil une meilleure présentation, on pourra utiliser la gravure de la **figure 3**. Pour cela, après avoir ouvert le boîtier du galvanomètre, on collera ce dessin sur le cadran en ayant soin de le centrer convenablement pour que la course de l'aiguille corresponde exactement avec les échelles. Il faudra utiliser alors un instrument de 80 mm de côté, cette dimension étant celle prévue pour l'utilisation directe de la gravure de la figure 10. Pour les instruments plus grands, on pourra essayer de faire un agrandissement photographique de cette figure, mais cette opération n'est pas facile et le résultat en sera incertain.

Un instrument et des éléments différents de ceux

représentés sur les figures pourront être employés, suivant les disponibilités de chacun, mais il est évident que, dans ce cas, il conviendra de modifier convenablement le plan de perçage de la **figure 2**.

Les deux douilles *A* et *B*, destinées au branchement des fils des pointes de touche, seront choisies de couleurs différentes; on adopte généralement la couleur *rouge* pour la douille *A* (positif) et *noire* pour *B* (négatif).

Les deux pointes de touche (de la même couleur que les douilles) seront reliées à l'appareil au moyen de deux fils souples de longueur convenable (1 mètre, environ) terminés par des fiches banane. Ces fiches et les pointes de touche généralement employées pour cet usage sont représentée sur la **figure 4**.

L'ensemble redresseur, comportant les quatre diodes, est vendu tout monté et se présente sous la forme d'un bloc compact dont un modèle classique est illustré figure 4.

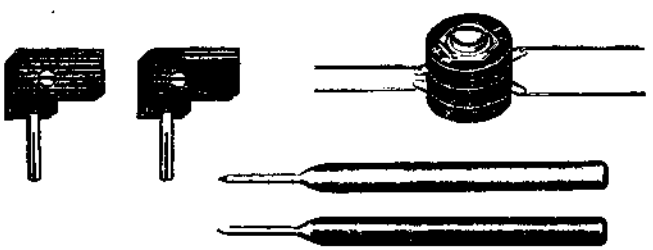


Fig. 4 - Deux fiches de type classique (en haut) pour instruments de mesure; elles sont reliées aux pointes de touche (figurées au-dessous) par deux fils souples sous gaine isolante de couleur appropriée (rouge et noire). On voit aussi un redresseur pour instrument de mesure (montage en pont); certains modèles sont de forme rectangulaire.

Il est opportun de donner quelques indications concernant le contacteur *C2*.

Il s'agit d'un contacteur à deux sections (ou deux circuits), chaque section ou circuit étant disposée sur une galette; ces deux galettes sont placées sur un plan différent, l'une au-dessus de l'autre, les deux rotors étant commandés par le même axe. Chaque galette comporte une cosse pour le rotor (ou contact mobile) et 11 cosses pour les contacts fixes (ces contacts n'étant d'ailleurs pas tous employés).

La galette supérieure, c'est-à-dire celle se trouvant vers l'observateur, en regardant le plan de câblage, a huit contacts utilisés. Celle située en-dessous (non visible sur le dessin) compte seulement trois contacts utilisés (ainsi qu'on peut le voir sur le schéma de la figure 5).

On remarquera, en outre, que pour trois positions du contacteur (la première, la sixième et la septième), les cosses des deux galettes sont libres. Le but poursuivi apparaît évident si l'on regarde la **figure 5**, représentant le panneau avant. On voit que le contacteur doit être monté de telle sorte que sur sa seconde position (la première étant inutilisée), le bouton flèche marque la sensibilité « 10 V ». Après trois autre bonds (100 - 500 - 5 000 V), les sixième et septième sont encore inutilisées; il n'y a d'ailleurs aucune inscription sur le panneau, pour celle-ci. Sur la huitième position on trouve la sensibilité « 10 mA » et ainsi de suite jusqu'à

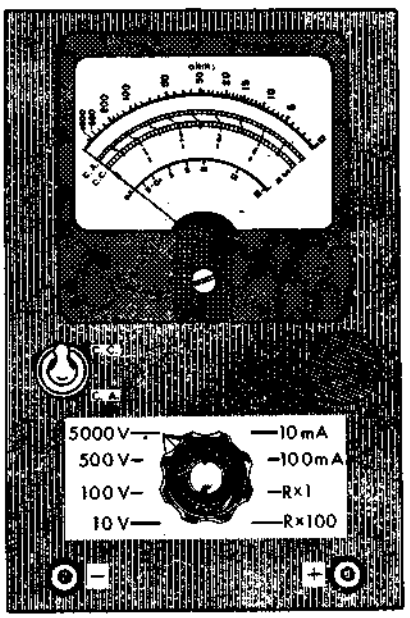
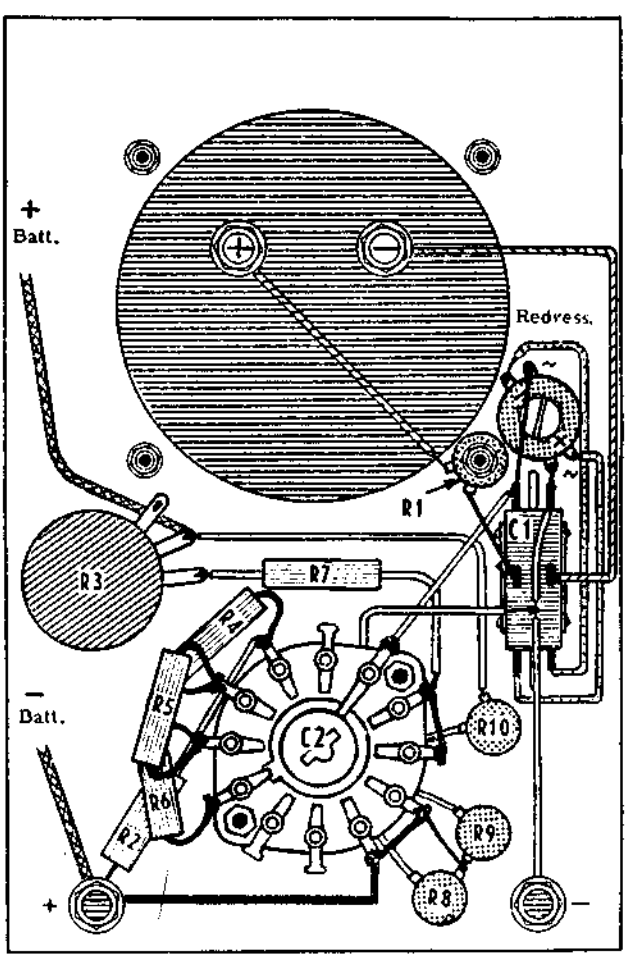


Fig. 5 et en bas, 6 - Panneau vu de l'avant et de l'arrière montrant la disposition des éléments et le câblage.

la onzième, marquée « R x 100 ». Il a été ainsi possible de séparer les diverses fonctions et d'obtenir une disposition rationnelle et esthétique.

La finition de l'appareil se fera suivant les goûts et les moyens dont dispose le lecteur qui pourra choisir entre plusieurs solutions possibles.

Les diverses indications pourront être gravées directement sur le panneau au moyen d'un pantographe, ou bien écrites à la main ou imprimées sur des plaquettes séparées qui seront ensuite fixées sur le panneau.



VOLTMETRE POUR TENSIONS CONTINUES

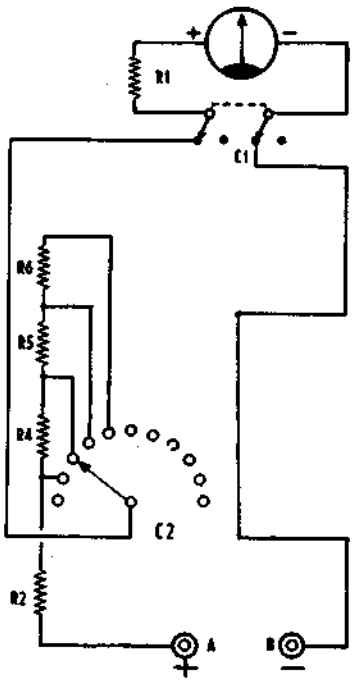


Fig. 6 - Avec la seule résistance additionnelle R2 (10 000 ohms) la sensibilité est de 10 volts; avec R2 + R4 (100 000 ohms au total) elle est de 100 volts; avec R2 + R4 + R5 (500 000 ohms au total) elle est de 500 volts et avec R2 + R4 + R5 + R6 (5 mégohms au total) elle est de 5 000 volts.

Commutations et éléments en service dans cette fonction. L'inverseur *C1* est placé dans la position C.C. Le contacteur *C2* permet de choisir un des quatre calibres; sur la figure, le contacteur est dans la position « 100 volts ».

Les résistances en série avec l'instrument, du côté positif, sont *R2* et *R4* (la résistance *R1* étant toujours en série, comme nous l'avons expliqué plus haut). La borne « négatif » du galvanomètre est reliée directement à la douille *B* (—).

VOLTMETRE POUR TENSIONS ALTERNATIVES

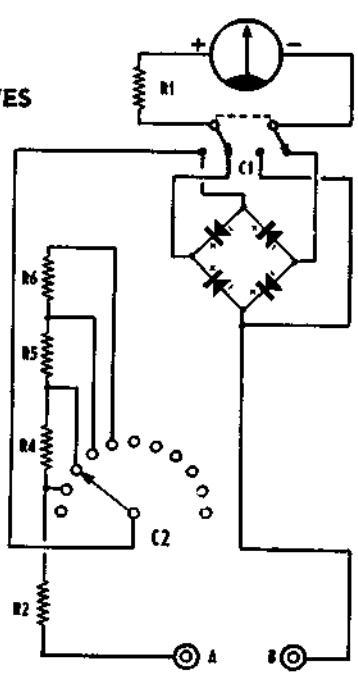


Fig. 7 - Les résistances additionnelles sont les mêmes que celles du schéma précédent. Le redresseur en pont, mis en circuit au moyen de l'inverseur C1 redresse les deux alternances.

Vu qu'il s'agit également d'un voltmètre, le schéma est en partie semblable à celui de la figure 6. La seule différence consiste en la mise en service du redresseur en pont. Elle se fait en plaçant l'inverseur *C1* dans la position « C.A. ».

Le groupe de redresseurs reçoit la tension alternative à deux de ses sommets, tandis que la tension redressée recueillie aux deux autres points est envoyée au galvanomètre.

MILLIAMPEREMETRE POUR COURANTS CONTINUS

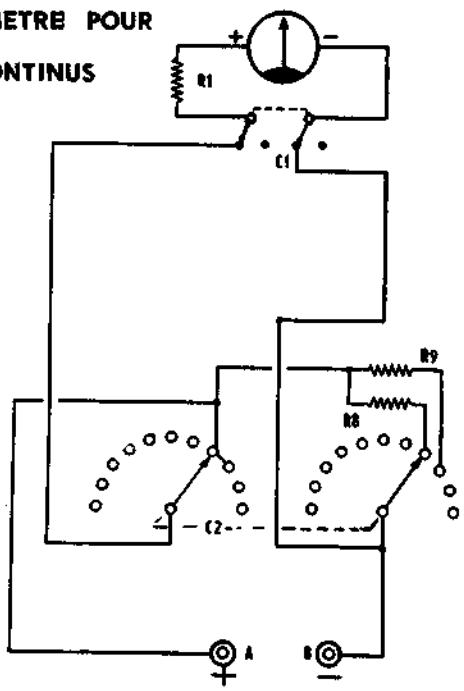


Fig. 8 - La résistance bobinée R8 a une valeur de 11 ohms; en plaçant le contacteur dans la position suivante on met en circuit la résistance R 9 (1 ohm) au lieu de R8; la sensibilité passe alors à 100 mA.

Naturellement, l'inverseur *C1* est placé dans la position « C.C. ». Les deux sections du contacteur *C2* sont utilisées; sur le dessin, elles sont figurées sur la position 10 mA.

La résistance « shunt » en service est *R8* et l'on peut facilement se rendre compte que cette résistance est mise en parallèle à la fois sur les douilles d'entrée et sur le galvanomètre.

OHMMETRE

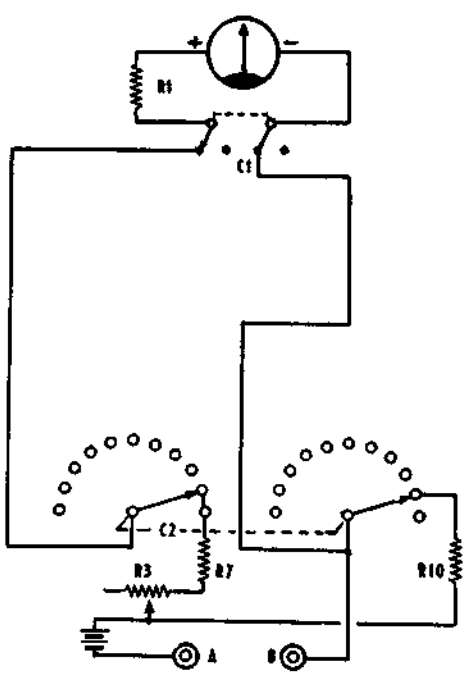


Fig. 9 - La résistance bobinée variable R3 (1 000 ohms) est la résistance de tarage ou de remise à zéro. R7 (2 200 ohms) est la résistance limiteuse de courant; lorsqu'elle est seule en circuit (dernière position du contacteur), on doit x 100 la lecture faite sur l'échelle de l'ohmmètre.

L'inverseur *C1* est toujours sur « C.C. ».

En se souvenant de ce que nous avons dit dans la leçon précédente (étude sur les ohmmètres), on peut se rendre compte que le circuit réalisé est du type « série ». La résistance inconnue, placée entre les bornes *A* et *B*, se trouve en série avec le circuit alimenté par la pile.

Dans la position indiquée sur le dessin (mesure des résistances de faibles valeurs), la deuxième section de *C2* place en parallèle une résistance *R10* de valeur déterminée.

Leçon n° 28

LES INDUCTANCES

Le terme « inductance » n'est pas nouveau pour nos lecteurs.

En effet, nous avons déjà vu, dans les 7ème et 8ème leçons ce qu'était l'*inductance*, quels étaient les phénomènes s'y rattachant et la manière dont ces phénomènes étaient mis à profit pour la réalisation des circuits oscillants; de plus, nos lecteurs qui ont réalisé les récepteurs à cristal décrits dans ces colonnes ont construit à cette occasion, une ou deux bobines d'inductance.

Partant des éléments de base déjà connus, nous allons tout d'abord résumer les principes fondamentaux; puis, successivement, nous entreprendrons un examen plus détaillé des phénomènes, des lois, des mesures, en un mot de tout ce qu'il est nécessaire de connaître sur ce sujet, dans le cadre de notre Cours.

Nous savons, qu'**une inductance est un élément de circuit qui s'oppose aux variations du courant.**

L'opposition qu'elle présente n'est pas comparable à celle offerte par une résistance, car elle ne s'exerce pas sur le courant lui-même, mais uniquement **sur ses variations.** En effet, l'inductance tend à empêcher le courant d'augmenter ou de diminuer; son influence se manifeste donc sous la forme d'une espèce d'inertie.

Quand on augmente la vitesse d'une voiture, son inertie s'oppose à cette augmentation, et, d'une manière analogue, la force vive de la voiture en mouvement tend à s'opposer à toute action de freinage.

Un phénomène semblable se produit lorsqu'une inductance se trouve placée dans un circuit: elle tend à s'opposer au passage du courant quand on applique une f.e.m. aux bornes du circuit puis, ayant emmagasiné de l'énergie, elle la restitue au circuit pour y maintenir un courant dès que la source de f.e.m. est coupée.

Etant donné que l'inductance ne réagit qu'aux *variations* de courant, elle ne produit une action que sur le courant alternatif ou sur le courant pulsé et non sur un courant continu d'amplitude constante. La réaction produite varie d'ailleurs avec la fréquence du courant.

L'opposition que l'inductance présente au courant s'appelle **réactance inductive** et se mesure en ohms.

Dans le cas, hypothétique, d'une inductance pure — c'est-à-dire sans résistance ohmique — la réactance inductive agit de telle sorte que le courant retarde d'un quart de période — soit 90° — sur la tension.

Mais il est bien évident qu'une telle inductance est purement théorique et ne peut être pratiquement réalisée car tous les conducteurs ont une résistance propre.

Les inductances se présentent sous formes diverses, mais toutes sont constituées par des enroulements de fil conducteur. L'unité de mesure de l'inductance est le henry.

La valeur de l'inductance d'une bobine augmente avec le diamètre de l'enroulement et le nombre des tours.

Nous savons, en outre, que le fait de placer un noyau métallique (comme le fer, par exemple) au centre d'une bobine, augmente son inductance et qu'il est, ainsi possible de faire varier la self-induction en déplaçant simplement ce noyau métallique par rapport au centre de l'enroulement.

La réactance inductive est directement proportionnelle à l'inductance et si l'on augmente la seconde, la première augmente également et réciproquement.

Les inductances sont employées aussi bien dans les récepteurs que dans les émetteurs. Certaines d'entre elles, utilisées dans les émetteurs doivent être de grandes dimensions car elles supportent des tensions et des courants élevés.

Sur la **figure 1** est représentée une bobine pour émetteur: elle consiste en un simple enroulement de fil (ou pour mieux dire de tube fin, nous verrons plus loin pourquoi) de grand diamètre.

L'aspect des bobines de récepteurs nous est déjà connu. Certaines bobines sont munies d'un noyau ajustable pour que l'inductance puisse être modifiée simplement en enfonçant ou en retirant plus ou moins celui-ci; ce type est appelé *inductance à perméabilité variable*. Des bobines de ce genre sont parfois utilisées dans les récepteurs de radiodiffusion pour réaliser l'accord sur les divers émetteurs.

Dans d'autres types de bobine, l'inductance peut être réglée au moyen de prises pratiquées sur l'enroulement; c'est un type de ce genre qui a été adopté dans notre récepteur décrit dans la 9ème leçon; toutefois, ce système est principalement employé dans les émetteurs.

Une bobine de filtre est une inductance ayant la propriété d'offrir, à dessein, une résistance maximum au courant alternatif et la plus faible résistance possible au courant continu. C'est ainsi qu'une telle bobine placée dans un circuit laisse passer le courant continu, tandis qu'elle bloque le courant alternatif.

La **figure 2** représente un modèle d'inductance bobinée sur un bâtonnet de céramique (dont la perméabilité est sensiblement égale à celle de l'air); elle est utilisée pour empêcher le passage du courant alternatif à Haute Fréquence; dans un circuit on l'appelle « self

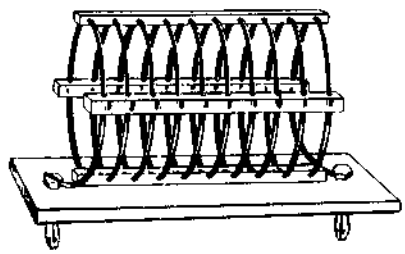


Fig. 1 - Bobine pour émetteur sur ondes courtes. Elle peut être construite soit en fil, soit en petit tube de cuivre argenté; la raison en est indiquée page 226. Montée sur une barrette en matière isolante munie de deux fiches, elle est interchangeable.

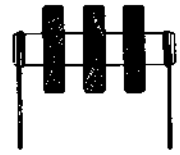


Fig. 2 - On a ici un modèle particulier de bobine, pour haute fréquence, appelé « bobine d'arrêt » ou « self de choc ». Cette bobine est constituée par plusieurs enroulements (trois dans l'air) dits « en nid d'abeilles » bobinés par une machine sur un tube de stéatite.

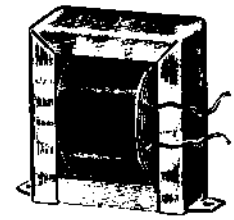


Fig. 3 - Bobine de filtre pour courants à basse fréquence jouant le même rôle, pour ces courants, que la bobine d'arrêt figurée ci-contre faite pour la haute fréquence. Elle est formée par un enroulement sur noyau en tôles magnétiques.

de choc » ou « bobine d'arrêt H.F. ».

De grosses bobines à noyaux en tôles de fer sont employées dans les circuits à Basse Fréquence ou, comme nous venons de le dire, comme filtres dans les circuits d'alimentation pour niveller les variations résiduelles du courant redressé pulsé: l'une d'elles est représentée sur la **figure 3**. Nous rappellerons enfin que, lorsqu'une inductance est parcourue par un courant alternatif, il se produit autour d'elle un champ magnétique et que, si l'on place auprès d'elle une seconde bobine, ce champ magnétique variable influence cette dernière et y induit une tension alternative.

C'est là le principe du transformateur que nous étudierons plus loin, mais ce phénomène nous est déjà connu et nous l'avons vu appliqué dans les récepteurs pour transférer les courants H.F. d'un circuit à un autre (ex: du circuit d'antenne au circuit d'accord).

SELF - INDUCTION

Lorsque le courant qui passe dans le circuit de la **figure 4-A** subit des variations, le champ magnétique qui entoure le conducteur formant la bobine *L* varie également; ces variations influencent à leur tour la bobine dans laquelle est induite une f.e.m. en sens contraire, s'opposant aux variations du courant qui lui ont donné naissance. Etudions maintenant, l'action de la bobine *L* de la figure 4-A.

Quand le commutateur se trouve dans la position 1 le circuit est constitué par une pile, une bobine et une résistance en série. Lorsque ce circuit est fermé, en mettant le commutateur sur la position 1, le courant commence à passer.

En même temps, il naît un champ magnétique autour de la bobine, produisant une f.e.m. induite en sens contraire, s'opposant à la tension de la pile et, par conséquent, au passage du courant. Il en résulte que ce dernier, par suite de l'opposition produite par la bobine, ne peut atteindre immédiatement sa valeur maximum; il n'arrivera à cette valeur que graduellement, suivant la courbe de la figure 4-B.

Si l'on place ensuite, le commutateur sur la position 2, la pile est mise hors circuit.

Le phénomène décrit plus haut se produit en sens contraire car le champ magnétique diminue et la tension induite s'oppose à la diminution du courant.

Dans ce cas, la f.e.m. induite est dans le même sens que le potentiel appliqué précédemment (par la pile) et elle tend à produire un courant dans le circuit. Pour cette raison l'intensité du courant ne retombe pas immédiatement à zéro quand la pile est débranchée, mais elle diminue suivant une courbe exponentielle (fig. 4-B).

La valeur de la f.e.m. induite est proportionnelle à l'amplitude des variations du courant.

L'inductance *L* d'une bobine dépend des dimensions et de la forme de celle-ci.

Un conducteur rectiligne n'a pratiquement pas de self-induction, mais celle-ci devient appréciable si ce conducteur est enroulé sur un noyau de fer.

Cette self - induction est indépendante du courant (quand le noyau est antimagnétique) et elle peut être déterminée soit en fonction des dimensions de la bobine, soit en fonction de la perméabilité — c'est-à-dire au pouvoir de concentration du flux magnétique — du noyau.

L'équation permettant de calculer la self - induction d'une inductance bobinée sur un noyau magnétique, à spires rangées et sur une seule couche, est la suivante:

$$L_H = \frac{K\mu S N^2}{10^8 l}$$

dans laquelle, *K* est égal à 4,44 (quand *S* est exprimé en cm² et *l* en cm); μ (mu) est la perméabilité d'un noyau magnétique, *S* est la surface de la section transversale du noyau, *N* le nombre de tours de l'enroulement et *l* la longueur de la bobine; *L* est exprimé en henrys, 4,44 est un coefficient qui dépend de la disposition des spires de la bobine.

Cette formule nous montre que la self-induction (ou inductance propre de la bobine), est directement proportionnelle à la perméabilité, à la surface de la section transversale, au carré du nombre des tours et inversement proportionnelle à la longueur de la bobine.

L'inertie d'un corps solide que nous avons déjà prise

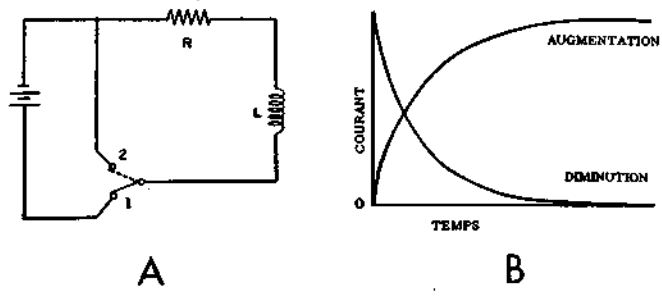


Fig. 4 - Si l'on ferme le circuit sur la pile (inverseur dans la position 1), le champ magnétique créé dans L induit une force électromotrice qui s'oppose à l'augmentation de la tension. Le courant n'atteint pas immédiatement sa valeur maximum mais s'accroit progressivement (courbe « augmentation »). En ouvrant le circuit (position 2), le phénomène s'inverse et le courant ne cesse pas brutalement de passer, mais suit la courbe décroissante « diminution ».

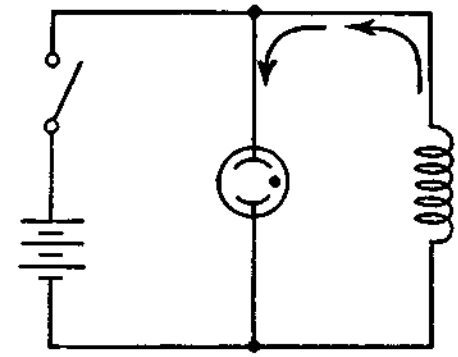


Fig. 5 - Lorsque l'on ouvre le circuit, l'énergie emmagasinée dans la bobine provoque l'illumination de la lampe, qui, lorsque le circuit est fermé, ne peut s'allumer car la tension fournie par la pile est trop faible.

en exemple (automobile en mouvement) présente une analogie particulièrement significative avec l'inductance par le fait que, comme chacun sait, en accélérant le mouvement d'un corps, son inertie tend à le maintenir en marche, comme l'inductance maintient le passage du courant après la mise hors circuit de la pile.

CONSTANTE DE TEMPS

La rapidité de l'établissement du courant dans le circuit de la fig. 4-A dépend du rapport L/R, dans lequel L est la self-induction et R la résistance de la bobine.

Si L est grand et R petit, le courant augmente lentement et vice-versa.

Ce rapport L/R est appelé **constante de temps** et correspond au temps (exprimé en secondes) nécessaire pour que le courant atteigne 63,2% de sa valeur maximum, valeur établie par le calcul.

L'équation est la suivante:

$$T = \frac{L}{R}$$

dans laquelle, T est le temps en secondes, L la self-induction en henrys et R la résistance en ohms.

Etant donné que toute bobine a sa propre résistance au courant continu, **la constante de temps est égale au quotient de la self-induction par la résistance ohmique.**

Prenons un exemple: si une bobine a une inductance de 15 henrys et une résistance de 50 ohms, quelle est sa constante de temps ?

La constante de temps est:

$$T = \frac{L}{R} = \frac{15}{50} = 0{,}3 \text{ seconde}$$

S'il n'y a aucune autre résistance dans le circuit et si l'on applique une tension de 25 volts, par exemple, l'intensité maximum du courant, calculée au moyen de la loi d'Ohm, sera de:

$$I = \frac{25}{50} = 0{,}5 \text{ A } (500 \text{ mA})$$

de sorte qu'au bout de 0,3 seconde, le courant passera de 0 à 63,2% de 500 mA, soit à 316 milliampères.

UNITE DE SELF - INDUCTION

L'inductance d'une bobine dépend de ses caractéristiques de construction — tout comme l'inertie d'un corps solide dépend de son poids — et est déterminée par le nombre des tours, le diamètre de l'enroulement, l'espacement entre spires et le type de noyau.

Si les spires sont très proches les unes des autres, chacune d'entre elles peut ajouter son champ magnétique à celui de plusieurs autres; par conséquent, l'inductance sera plus forte que celle produite par un même nombre de tours plus espacés.

Le coefficient de self-induction est exprimé en **henry**, en l'honneur de Joseph Henry qui découvrit le phénomène de l'induction électromagnétique. Sa définition est la suivante: **un circuit présente une self-induction de 1 henry lorsqu'une variation de courant de 1 ampère donne naissance à une f.e.m., en sens opposé à celle du circuit, de 1 volt.**

Cette unité étant très grande pour beaucoup d'applications dans le domaine de l'électronique, on utilise fréquemment ses sous-multiples qui sont le **millihenry** (un millième d'henry) et le **microhenry** (ou millionième d'henry).

Les bobines utilisées dans les circuits électroniques ont des coefficients de self-induction extrêmement variables. Par exemple, les filtres d'alimentation nécessitent des inductances de plusieurs henrys et pour les obtenir on utilise des bobines comportant un grand nombre de tours enroulés sur des circuits magnétiques importants.

Les bobines pour Haute-Fréquence par contre, sont généralement bobinées « en l'air » et ne comportent qu'un petit nombre de tours, elles se mesurent en millihenrys ou microhenrys.

Enfin, nous pouvons dire que l'inductance est une propriété physique de la bobine (tout comme la résistance est une propriété des éléments résistifs) qui est, de ce fait, en mesure d'emmagasiner de l'énergie sous forme de champ magnétique, lorsqu'elle est parcourue par un courant.

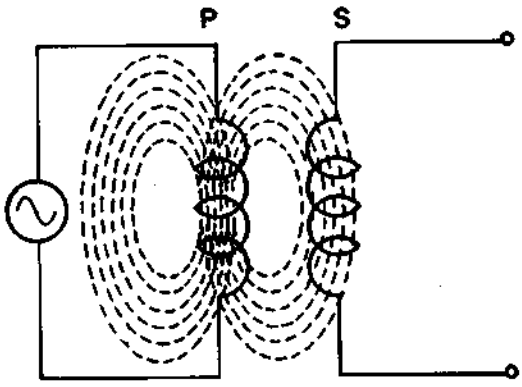


Fig. 6 A - Dans un transformateur sans noyau, si la fréquence du courant est basse, seule une partie du flux influence le secondaire; le reste est dispersé sans profit.

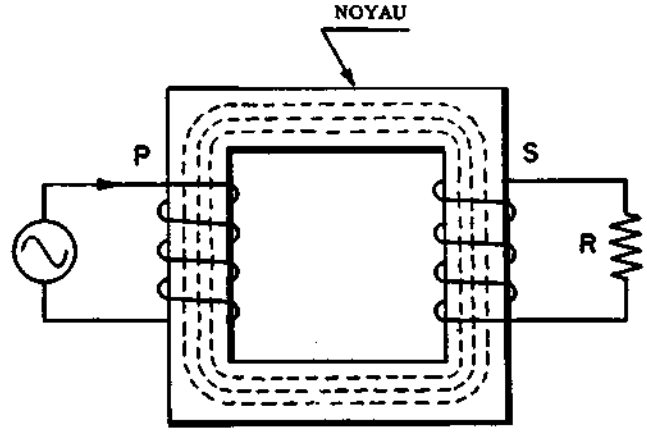


Fig. 6 B - En employant un noyau en fer, les lignes magnétiques sont concentrées et atteignent presque toutes le secondaire; le rendement s'en trouve, évidemment, augmenté.

L'ENERGIE ET LE CHAMP MAGNETIQUE

Nous savons que lorsque le courant passant dans l'enroulement augmente d'intensité, malgré la f.e.m. opposée induite, une certaine quantité d'énergie prélevée sur la pile est emmagasinée dans le champ magnétique; nous savons également que dès que le circuit est ouvert, le potentiel induit se substitue à la tension de la pile, pendant un certain temps, c'est-à-dire que l'énergie accumulée sous forme de champ magnétique est restituée au circuit, ce qui provoque le passage d'un courant dans le même sens que celui qui était fourni par la pile.

Considérons maintenant le circuit de la **figure 5.**

Quand l'interrupteur est fermé, le courant passe dans la bobine, mais la tension est trop faible pour que la lampe s'éclaire. Lorsqu'on ouvre l'interrupteur, on constate que la lampe s'illumine fortement ce qui démontre que la disparition rapide du champ magnétique entraîne la restitution, au circuit, de l'énergie qui l'avait créé.

Nous verrons, par la suite, que lorsqu'un courant sinusoïdal passe dans un circuit constitué par une inductance pure, toute la puissance absorbée par celle ci, pendant une partie du cycle, est restituée pendant la seconde partie, de sorte que la consommation moyenne de puissance est nulle.

La f.e.m. opposée, ou tension de self - inductance, dépend:

1) de l'inductance de la bobine

2) de l'amplitude des variations du courant.

On peut donc produire une tension très élevée en produisant des variations rapides de courant dans un circuit présentant une inductance importante.

Ce phénomène est mis à profit dans les téléviseurs, grâce à une forme particulière de la f.e.m., pour produire la très haute tension (15 000 volts et plus) nécessaire au fonctionnement du tube cathodique.

INDUCTANCES EN SERIE ET EN PARALLELE

Lorsque plusieurs bobines ($L1$, $L2$ et $L3$) sont branchées en série, l'inductance totale, L_T, est égale à la somme des inductances.

Il en est ainsi car chaque inductance s'oppose, pour son propre compte, aux variations du courant passant dans le circuit, et l'effet total est donc égal à la somme des effets partiels.

En d'autres termes, l'inductance totale de plusieurs bobines en série se calcule de la même manière que nous l'avons fait pour des résistances en série:

$$L_T = L1 + L2 + L3$$

Cependant, il convient de préciser que ceci n'est vrai que dans le cas où les diverses bobine sont disposées de telle sorte que le champ magnétique de chacune d'entre elles ne vienne pas s'allier à celui des autres, c'est-à-dire dans le cas où il n'y a aucun couplage entre les enroulements. Nous verrons plus loin que, lorsqu'il y a un couplage inductif, il faut tenir compte d'un facteur M d'induction mutuelle.

Quand plusieurs bobines sont mises en parallèle — en supposant toujours qu'il n'existe aucun couplage entre elles — l'inductance totale est égale à la somme des inverses des inductances de chaque bobine.

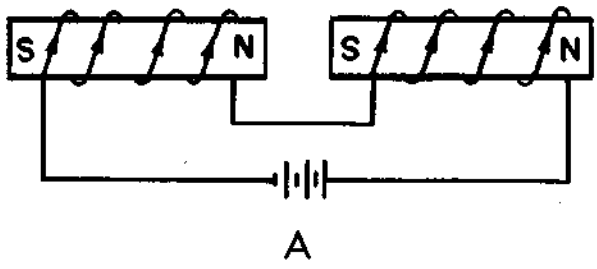
Le calcul est le même que celui déjà vu à propos des résistances en parallèle.

$$\frac{1}{L_T} = \frac{1}{L1} + \frac{1}{L2} + \frac{1}{L3}$$

On utilise parfois, des inductances en série dans le circuit d'antenne des émetteurs ou les récepteurs: l'inductance totale mise en série avec l'antenne peut ainsi être augmentée ou diminuée au moyen de prises intermédiaires, ce qui permet d'accorder facilement l'aérien sur la fréquence d'émission ou de réception. Ce type de bobine est appelé *bobine de charge.*

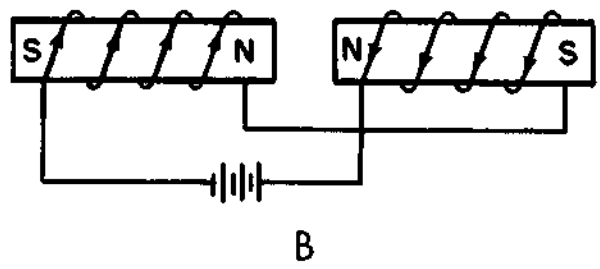
INDUCTION MUTUELLE

Nous savons déjà qu'il est possible d'induire une tension ou un courant dans un circuit en déplaçant



A

Fig. 7 A - Si l'on relie deux bobines en série en les couplant de telle sorte que les flux soient dans le même sens, l'inductance totale est égale à la somme des inductances plus deux fois la valeur de l'induction mutuelle « M ». On peut appeler cette liaison « liaison favorable en série ».



B

Fig. 7 B - Si deux bobines en série et accouplées sont branchées de telle sorte que les flux soient opposés, l'inductance totale est égale à la somme des inductances moins deux fois la valeur de l'induction mutuelle « M ». On peut appeler cette liaison « liaison défavorable en série ».

un aimant permanent de sorte que les lignes de force du champ magnétique viennent couper le circuit.

Voyons maintenant, comment on peut produire un champ magnétique mobile par un autre moyen.

Si nous faisons passer un courant alternatif dans une bobine, le champ magnétique créé autour d'elle s'accroit ou diminue en suivant les variations d'amplitude de la tension et de l'intensité du courant. Nous nous trouvons donc en présence d'un champ magnétique variable.

Lorsque deux bobines sont placées l'une près de l'autre, de telle manière que le champ magnétique produit par l'une d'elles traverse les spires de l'autre, on dit qu'elles sont *couplées inductivement*. Si alors, un courant alternatif passe dans une des deux bobines, le champ magnétique ainsi créé coupe les spires de l'autre en y induisant une tension. C'est là le principe du **transformateur** que nous connaissons déjà, du moins sommairement.

La bobine qui produit le champ magnétique s'appelle le **primaire** et celle dans laquelle prend naissance la tension induite est le **secondaire**.

L'ensemble des deux bobines, couplées mutuellement constitue un *transformateur*.

L'enroulement secondaire peut avoir le même nombre de spires que le primaire, dans ce cas on dit que le rapport est 1 : 1; il peut avoir un plus grand nombre de spires (transformateur élévateur de tension) ou encore, un plus petit nombre de spires (transformateur abaisseur de tension).

Ainsi qu'on peut le voir sur la **figure 6-A**, dans un transformateur sans noyau magnétique, seule une partie du flux magnétique produit par l'enroulement primaire atteint le secondaire. L'autre partie est produite en pure perte et forme ce qu'on appelle les *pertes par dispersion*; on conçoit facilement qu'elles doivent être réduites au minimum possible.

Ce résultat peut être obtenu en bobinant les deux enroulements sur un noyau en tôle ou poudre de fer (**figure 6-B**).

Dans un transformateur de ce type, les lignes de force magnétiques restent concentrées dans le noyau et la presque totalité d'entre elles atteint le secondaire: ceci est dû au fait que le fer doux a une perméabilité magnétique plus grande que celle de l'air, c'est-à-dire que la résistance qu'il oppose au passage des lignes de force est moins grande que celle de l'air.

C'est également pour cette raison qu'une bobine comportant un noyau en substance magnétique présente une inductance plus élevée qu'une bobine, de caractéristiques identiques, ne comportant pas de noyau.

Calcul de l'induction mutuelle. La tension induite dans le secondaire d'un transformateur dont le primaire est parcouru par un courant alternatif déterminé, dépend de trois facteurs: la position des bobines l'une par rapport à l'autre, la distance entre ces bobines et le nombre de tours au primaire et au secondaire.

Tous ces facteurs déterminent l'*induction mutuelle M* du circuit, **laquelle est une mesure de la grandeur de la tension induite au secondaire, pour une variation donnée du courant passant dans le primaire.**

Si tout le flux produit par une bobine coupe les spires de l'autre, l'induction mutuelle est maximum et on dit que le *couplage est serré*; si au contraire, seule une partie du flux coupe les spires du secondaire, l'induction mutuelle est faible et le *couplage est lâche*.

L'inductance mutuelle — tout comme la self-induction — se mesure en henrys.

Quand une variation de 1 ampère par seconde dans un circuit induit une tension de 1 volt dans un autre, l'induction mutuelle entre ces deux circuits est de 1 henry.

Le rapport entre l'induction effective et l'induction maximum, qu'il serait possible d'obtenir avec deux enroulements donnés, s'appelle *coefficient de couplage «k»*.

Il en résulte que quand $k = 1$, les bobines ont une induction mutuelle maximum.

L'induction mutuelle entre deux bobines peut être exprimée en fonction de leurs self-inductions respectives et du coefficient de couplage:

$$M = k \sqrt{L_1 \times L_2}$$

Par exemple, l'induction mutuelle entre deux bobines

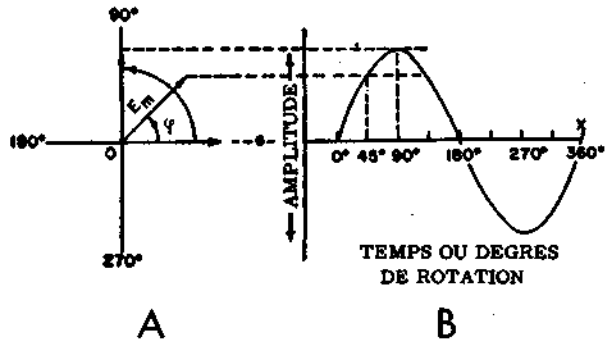


Fig. 8 - Représentation vectorielle (en A) et sinusoïdale (en B) du courant alternatif. En A le vecteur tournant n'est représenté que pour le premier quart de la période.

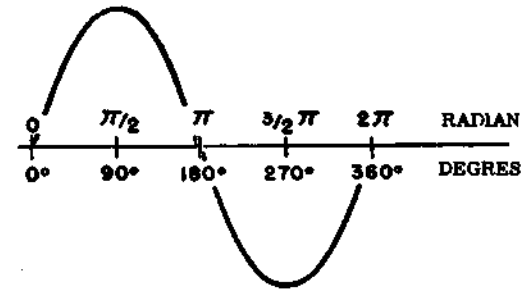


Fig. 9 - L'onde sinusoïdale peut être exprimée en degrés ou en radians (360° ou 2 π radians pour un cycle entier).

ayant toutes deux une self de 10 henrys et un coefficient de couplage de 0.8, est:

$$M = k \sqrt{L_1 \times L_2} = 0{,}8 \sqrt{10 \times 10} = 8$$

Induction mutuelle de deux bobines en série

Lorsque deux bobines sont branchées en série et qu'il n'y a aucun couplage entre elles, l'inductance totale est égale à la somme des inductances; par contre, si un couplage existe, l'inductance totale augmente ou diminue selon que l'induction mutuelle s'ajoute ou se soustrait du total.

Ainsi, si deux bobines couplées sont reliées en série de façon à ce que deux champs magnétiques *aient le même sens*, l'induction mutuelle *M s'ajoute* à la somme des inductances et on a:

$$L_T = L_1 + L_2 + 2M$$

La représentation schématique de ce montage est donnée **figure 7-A**.

L'inductance totale comprend. 1) la somme des inductances des bobines 1 et 2 et 2) l'inductance mutuelle créée par le fait que le champ de la bobine 1 coupe la bobine 2, ainsi que l'inductance mutuelle due au fait que le champ de la bobine 2 coupe la bobine 1.

Par contre, si deux bobines sont reliées en série de sorte que les courants circulent *dans des sens opposés*, les deux champs magnétiques ainsi produits seront opposés et la valeur de l'induction mutuelle *sera à soustraire* de la somme des deux inductances:

$$L_T = L_1 + L_2 - 2M$$

La figure 7-**B** en donne le schéma.

INDUCTANCE ET COURANT ALTERNATIF

Nous savons que la self-induction d'une bobine s'oppose aux variations du courant passant dans l'enroulement.

C'est ainsi que, lorsque l'interrupteur du circuit de la figure 4-A est fermé, le courant n'atteint pas immédiatement sa valeur maximum, de même qu'il ne s'annule pas immédiatement lorsqu'on ouvre l'interrupteur. C'est pourquoi on dit que, **dans un circuit inductif**, le courant suit la tension avec un certain retard ou encore, que **la tension est en avance sur le courant**.

Lorsque tension et courant n'atteignent pas leur maximum en même temps, on dit qu'ils sont **déphasés**.

Avant de poursuivre notre exposé, il est nécessaire de revoir brièvement ce qui a été dit à propos de la production des courants alternatifs, de la différence de phase et des amplitudes respectives des tensions et des courants.

Le courant alternatif

Une tension (ou un courant) alternative — ainsi que nous le savons — change de sens périodiquement; elle part de zéro, atteint un maximum dans le sens positif, puis revient à zéro, passe par un maximum dans le sens négatif, pour retourner, ensuite, à zéro. La **figure 8** donne la représentation graphique de ce phénomène.

La courbe sinusoïdale représente les variations de la tension pendant la durée d'un cycle, ou d'une période, (360°), tandis que la figure 8-**A** en donne la représentation vectorielle.

Nous savons (voir leçon 24) qu'un vecteur représente une quantité ayant une grandeur et une direction déterminées.

La longueur du vecteur indique l'amplitude maximum de la tension. Si nous faisons tourner ce vecteur, avec une vitesse constante, dans le sens inverse de celui des aiguilles d'une montre (sens trigonométrique), sa projection sur l'axe vertical donne les valeurs instantanées et la tension.

L'angle que forme le vecteur tournant *Em* avec l'axe horizontal *Oa*, s'appelle *angle de phase*; il est représenté par la lettre grecque φ.

La projection du vecteur sur l'axe vertical — ou encore, la longueur de la perpendiculaire menée de l'extrémité du vecteur sur l'axe horizontal — donne la valeur instantanée *e* de la tension à cet instant du cycle.

Cette tension instantanée est représentée par la hauteur d'un triangle rectangle dont le vecteur *Em* est l'hypoténuse et l'axe horizontal du graphique, la base.

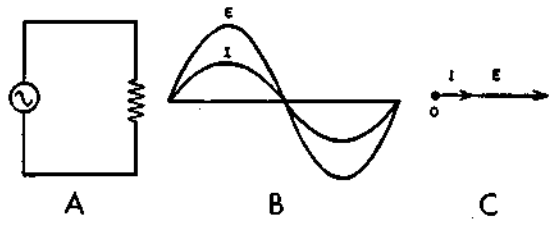


Fig. 10 - Dans un circuit comportant seulement une résistance pure, (figure A), la tension E et le courant I sont toujours en phase (figure B). Le diagramme vectoriel (figure C) montre également que la tension et le courant sont en phase, c'est-à-dire qu'ils augmentent ou diminuent en même temps.

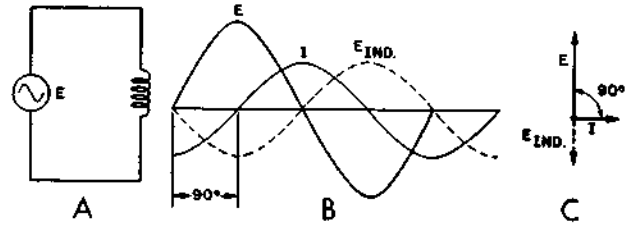


Fig. 11 - Dans un circuit comportant une inductance (figure A), la tension E précède le courant I (figure B); pour une inductance pure, la différence serait d'un quart de cycle, soit de 90°. Le diagramme de la figure C met en évidence un tel déphasage entre les deux vecteurs. Dans la pratique, étant donné qu'une certaine résistance est toujours présente dans les circuits, le déphasage est toujours inférieur à 90°.

Cette hauteur peut se calculer facilement connaissant *Em* et l'angle φ, on a:

$$e = Em \sin \varphi$$

La valeur instantanée *e* est égale au produit de la valeur maximum *Em* par le sinus de l'angle φ.

La figure 8-A montre trois positions du vecteur tournant pendant le premier quart du cycle. Les lignes horizontales sont tirées vers la droite à partir de l'extrémité de *Em*, tandis que les lignes verticales sont tracées vers le haut à partir de l'échelle horizontale des temps de la figure 8-**B**.

Si nous procédions de même pour chaque degré du cycle, et si nous réunissions les points d'intersection des lignes tracées en traits discontinus, nous obtiendrions la courbe de la figure 8-B, c'est-à-dire une sinusoïde. C'est ainsi qu'une onde sinusoïdale peut être figurée par un vecteur tournant.

Il est important de noter qu'un cycle entier correspond à une rotation complète du vecteur. Par suite, la fréquence est égale à la vitesse angulaire de ce vecteur.

En fait, on verra parfois que la fréquence d'une onde sinusoïdale (ou la vitesse angulaire du vecteur tournant équivalent) est exprimée en radians par seconde au lieu de l'être en cycles par seconde ou en hertz.

Puisque 360° valent 2 π radians, on pourra avoir une onde sinusoïdale exprimée aussi bien en radians qu'en degrés, comme sur la **figure 9**.

REACTANCE INDUCTIVE

Tension et courant en phase. Dans un circuit à courant alternatif comprenant une résistance pure (**figure 10-A**), la tension et le courant sont toujours en phase.

La forme d'onde de tensions et de courants en phase est représentée par la figure 10-**B**.

Le diagramme vectoriel (figure 10-**C**) montre que les vecteurs tension et courant sont toujours en phase, c'est-à-dire qu'ils augmentent ou diminuent ensemble et atteignent, en même temps, les amplitudes maximum et minimum.

Selon l'usage, le vecteur courant est dessiné horizontalement car sa valeur effective est constante en tous points du circuit. Pour cette raison, il est employé comme vecteur de référence.

Relations de phase dans les circuits inductifs. Puisque dans un circuit à courant alternatif le courant varie continuellement, il se produit dans une bobine un potentiel induit s'opposant à ces variations.

Si l'on applique aux bornes d'une bobine une tension qui va en augmentant, le courant tend à augmenter également et la f.e.m. opposée tend à s'opposer à cette augmentation. De ce fait, *dans une bobine, le courant suit l'augmentation de la tension avec un certain retard.*

De même quand la tension diminue, la f.e.m. opposée agit de telle sorte que le *courant diminue avec un certain retard sur la tension.*

De tout ceci on peut déduire que, ainsi que nous l'avons dit au chapitre précédent, dans un circuit inductif le courant est en retard sur la tension.

Si le circuit était constitué par une inductance pure (**figure 11-A**), le courant retarderait d'un quart de cycle, soit de 90°, par rapport à la tension, comme le montre la figure 11-**B**.

Notons (E_{ind}) s'oppose constamment à la tension appliquée (E). Le courant qui passe dans l'inductance ne peut rejoindre la tension à cause de la f.e.m. opposée. L'amplitude de celle-ci dépend de la valeur de l'inductance et de la fréquence de variation du courant.

La figure 11-**C**, montre que les vecteurs *E* et *I* sont déphasés de 90°.

Le vecteur *E* est à 90° et le vecteur *I* à 0°.

Le courant *I* est placé sur l'axe 0° parce qu'étant donné qu'il s'agit d'un circuit série, l'intensité du courant est égale sur tous les points du circuit. En réalité, le circuit de la figure 11-A est purement imaginaire, car *chaque bobine a une résistance propre* qui doit être représentée en série avec l'inductance; il en résulte que le déphasage entre la tension et le courant est toujours inférieur à 90°.

Toutefois la figure 11 est utile car elle exprime les

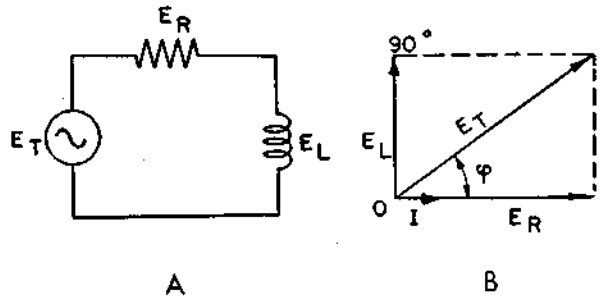


Fig. 12 - Dans un circuit composé d'une inductance et d'une résistance en série (figure A), on doit faire la somme vectorielle de la tension aux bornes de R (en phase avec le courant) et de celle aux bornes de L (déphasée de 90°), pour trouver la résultante E_T (figure B).

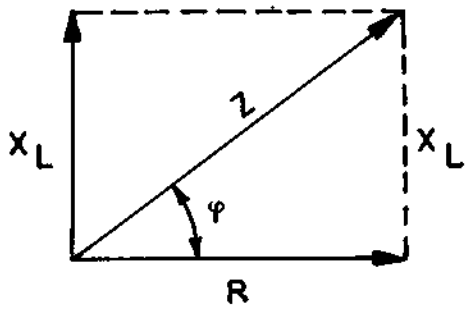


Fig. 13 - Les effets produits par la résistance et la « réactance inductive » peuvent être traduits sous forme de vecteurs: on obtient, ainsi, la valeur de l'impédance (triangle), c'est-à-dire de l'opposition totale du circuit au passage du courant.

relations de phase dans un circuit inductif théoriquement parfait, c'est-à-dire privé de résistance.

L'opposition que présente une bobine au passage du courant alternatif s'appelle **réactance inductive** X_L; elle se mesure en ohms, comme une résistance.

Le courant passant dans le circuit de la figure 11-A aura une intensité qui peut être calculée par la formule :

$$I = \frac{E}{X_L}$$

On notera que cette équation est analogue à celle de la loi d'Ohm, la résistance R étant remplacée par la réactance X_L.

La valeur de la réactance inductive est proportionnelle à la self-inductance de l'enroulement et à la fréquence du courant qui le traverse. L'équation est la suivante:

$$XL = 2\pi F L = \omega L$$

dans laquelle, F est la fréquence en hertz, L est la self-induction en henrys et ω la lettre grecque (oméga) ω étant la vitesse angulaire de rotation du vecteur Em de la figure 8A employée comme symbole pour représenter la pulsation du courant, $\omega = 2\pi F$.

La réactance augmente avec la fréquence du courant, puisqu'à une augmentation de la fréquence correspond un plus grand nombre de variations de l'amplitude du courant, dont dépend, à son tour, la f.e.m. opposée.

RESISTANCE ET INDUCTANCE EN SERIE

Considérons, maintenant, un circuit à courant alternatif contenant une résistance et une inductance en série (**figure 12-A**).

Rappelons que dans un circuit-série, l'intensite du courant est la même en tous les points. Il s'ensuit que l'intensité est la même aussi bien dans la résistance que dans la bobine.

Cependant, la tension aux bornes de la résistance est en phase avec le courant, tandis que celle, qui est présente aux bornes de la bobine, est déphasée de 90° (en avance). Il en résulte que les chutes de tension aux bornes de chacun des deux éléments du circuit sont déphasées de 90°, comme le montre la figure 12-**B**.

Pour calculer la tension fournie par la source il faut additionner vectoriellement ces deux tensions.

La chute de tension E_R aux bornes de la résistance étant en phase avec le courant, sera donc représentée par le vecteur E_R sur l'axe 0°

La chute de tension E_L aux bornes de la bobine est représentée par le vecteur à 90°, dans le sens positif (1/4 de période dans le sens inverse de celui des aiguilles d'une montre), ce qui indique que cette tension est en avance de 90° sur le courant.

En construisant le parallélogramme indiqué sur la figure, on forme un triangle rectangle ayant E_R comme base, E_L comme hauteur et E_T (tension résultante) comme hypoténuse.

La tension résultante E_T pourra donc être calculée par l'équation suivante (qui dérive du théorème de Pythagore, bien connu des étudiants):

$$E_T = \sqrt{E_R^2 + E_L^2}$$

L'angle θ représente la différence de phase entre la tension appliquée E_T et le courant passant dans le circuit.

Dans un circuit comprenant une résistance et une réactance inductive, θ représente l'angle de retard, c'est-à-dire le nombre de degrés de retard du courant par rapport à la tension. Nous verrons plus loin que, dans un circuit capacitif, φ représente un angle en avance, c'est-à-dire l'angle avec lequel le courant est en avance par rapport à la tension.

Connaissant E_R et E_L on peut calculer φ au moyen des formules trigonométriques:

$$tg\ \varphi = \frac{\text{côté opposé}}{\text{côté adjacent}} = \frac{E_L}{E_R}$$

Ayant calculé la valeur de tg φ on peut trouver l'angle φ en recherchant sa valeur dans la table trigonométrique (voir page 190).

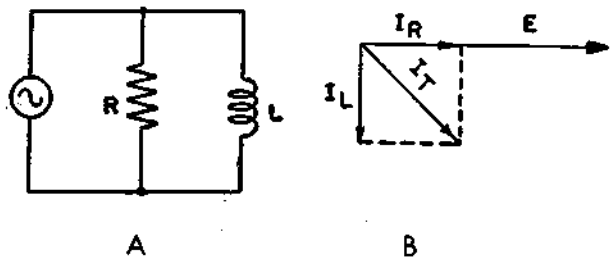


Fig. 14 - Si la résistance et la bobine sont en parallèle (figure A), la tension aux bornes de ces deux éléments est la même, elle est donc portée sur l'axe horizontal du diagramme de la figure B. Le courant I_L retarde de 90° sur la tension E et la diagonale I_T (courant total du circuit) est la résultante de I_L et I_R.

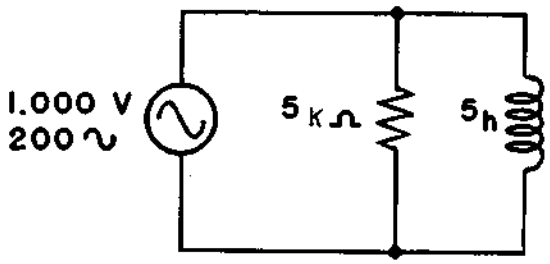


Fig. 15 - Même circuit que celui de la figure précédente mais avec des valeurs numériques permettant de donner un exemple de calcul de la réactance inductive X_L.

IMPEDANCE

Puisque toute bobine a une résistance propre, la résistance totale qu'elle oppose au passage du courant alternatif est nécessairement une combinaison entre sa résistance ohmique et sa réactance inductive.

Cette résistance totale s'appelle **impédance** du circuit inductif. Cette impédance est représentée par le symbole Z et exprimée en ohms.

Réactance et résistance ohmique ne peuvent être additionnées arithmétiquement du fait que, comme nous l'avons vu, elles sont déphasées entre elles; leur somme devra être calculée vectoriellement.

Bien que la résistance et la réactance inductive soient des quantités et non des vecteurs, leurs effets peuvent être exprimés sous forme vectorielle. Cela est dû au fait que toutes deux représentent des chutes de tension lorsqu'on les multiplie par l'intensité du courant passant dans le circuit. Comme cette intensité, *I*, est la même pour les deux, on peut la négliger et X_L et *R* peuvent être représentées par un diagramme vectoriel.

La **figure 13** montre comment on peut calculer l'impédance d'un circuit inductif.

La résistance *R* est en phase avec le courant et X_L forme la hauteur du triangle rectangle. L'impédance est représentée par l'hypoténuse, ce qui donne:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

Notons que l'angle de phase d'un circuit inductif est un angle positif compris entre 0 et 90°.

Puisque l'impédance d'un circuit représente l'opposition totale offerte par ce circuit au passage du courant alternatif, les relations entre tension et courant peuvent être établies très simplement par l'équation suivante:

$$I = E : Z$$

dans laquelle, *I* est l'intensité du courant en A, *E* est la f.e.m. appliquée au circuit et *Z* est l'impédance en Ω.

INDUCTANCE ET RESISTANCE EN PARALLELE

Tout comme dans un circuit à courant continu, la tension présente aux bornes de chacune des branches d'un circuit parallèle en courant alternatif est la même pour toutes.

Il en résulte que, dans un circuit en parallèle, la tension appliquée est représentée sur la ligne de référence horizontale du diagramme vectoriel et que les courants sont figurés par des vecteurs tournants, dans un sens ou dans l'autre, par rapport à cette tension.

La **figure 14-A** donne le schéma d'un circuit constitué par une résistance et une inductance en parallèle. La figure 14-B représente le diagramme vectoriel des courants circulant dans ce circuit.

Le vecteur I_R, représentant l'intensité du courant passant dans la résistance *R*, a la même direction que le vecteur de la tension, *E*, puisque tous deux sont en phase.

L'intensité I_L, du courant passant dans l'inductance, est représentée par un vecteur formant un angle de 90° (dans le sens des aiguilles d'une montre), car il est déphasé (en retard) de 90° par rapport à la tension.

En construisant un triangle rectangle ayant I_T comme hypoténuse, on a:

$$I_T = \sqrt{I_R^2 + I_L^2}$$

L'impédance du circuit se calcule au moyen de l'équation suivante:

$$Z = E : IT$$

Donnons un exemple pratique en analysant le circuit de la **figure 15**, dans lequel nous avons: $R = 5\,000$ ohms; $L = 5$ henrys; la tension du générateur, étant de 1 000 volts, a une fréquence de 200 hertz.

Calculons l'impédance X_L du circuit.

Solution pour XL:

$$X_L = 2\,\pi\,F\,L$$

$$X_L = 2 \times 3{,}14 \times 200 \times 5 = 6\,280 \text{ ohms}$$

Il est possible de convertir la formule polaire de l'impédance totale en ses coordonnées rectangulaires connaissant φ. Le résultat donne des valeurs de *R* et de X_L qui, placées en série avec le générateur de courant alternatif (alternateur), fournissent à celui-ci la même charge effective.

Cette équivalence de *R* et de X_L est comparable à un *circuit en série équivalent* à un circuit en parallèle.

Leçon n° 29

LES BOBINAGES DANS LA PRATIQUE

Dans cette partie du Cours, consacrée aux leçons de caractère pratique, nous examinerons les résultats concrets de l'étude théorique faite dans la leçon précédente. Nous étudierons donc les bobinages du point de vue de leur réalisation pratique, en indiquant leurs principales caractéristiques, leur mode de calcul et les divers procédés utilisés pour leur construction.

Nous entendons ainsi, approfondir les connaissances de nos lecteurs sur ce sujet très important et les mettre en mesure de calculer, avec une approximation suffisante, la self-induction d'une bobine, ou d'une série de bobines, puis de les réaliser dans les meilleures conditions possibles, bien que — il faut le dire — de nos jours, on se procure très souvent ces bobines chez divers constructeurs spécialisés, où on peut les trouver toutes faites.

D'ailleurs, dans le cas où le technicien doit réaliser lui-même certains bobinages, pour des appareils spéciaux, par exemple, les données numériques nécessaires à ces réalisations sont indiquées dans l'article de revue ou le livre décrivant le montage.

Nous commencerons cette étude en exposant les lois, les phénomènes et les principaux facteurs dont il faut tenir compte lors de la construction des bobinages.

L'EFFET DE PEAU

Le courant continu se distribue uniformément dans tout le conducteur et la résistance ohmique (la résistance offerte au courant continu) est directement proportionnelle à la résistivité du conducteur et à sa longueur, et inversement proportionnelle à sa section.

Par contre, le courant alternatif qui circule dans un conducteur rencontre un second genre de résistance (que l'on doit distinguer de la réactance), produite par les courants parasites et par **« l'effet de peau »**.

L'effet de peau (« skin effect »), appelé aussi « effet Kelvin » du nom du physicien qui le découvrit, consiste dans le fait que le courant alternatif tend à passer par la surface externe du conducteur, évitant de circuler dans la partie centrale.

Un conducteur parcouru par un courant alternatif peut donc être constitué par un tube, au lieu d'un fil plein, car le métal formant la partie centrale du fil plein contribue peu à la conduction du courant. Cet effet est d'autant plus prononcé que la fréquence du courant est plus élevée.

Il résulte de tout ceci que la résistance ohmique d'un conducteur au courant ne pouvant plus être calculée seulement en fonction de la résistivité propre du métal; *il faut également tenir compte de la fréquence du courant qu'il transporte.*

C'est pour cette raison que certaines bobines — destinées à fonctionner sur des fréquences élevées, avec de forts courants — sont construites en tube de cuivre, argenté extérieurement. Dans ce cas, le tube de cuivre sert principalement de support et ne participe que pour une faible part à la conduction du courant qui passe par la couche d'argent (très bon conducteur) déposée sur la surface externe du conducteur.

Un second procédé permettant d'éviter l'effet de peau, et les pertes qu'il entraîne, consiste à utiliser, pour les enroulements, non pas un conducteur unique, mais un fil divisé constitué par un grand nombre de fils très fins, isolés et torsadés ensemble, ayant chacun une section correspondant à la dimension nécessaire pour l'application envisagée.

C'est ce procédé, particulièrement efficace, qui est employé pour la fabrication de la plus grande partie des bobinages H.F. utilisés dans l'industrie électronique.

Ce conducteur ainsi constitué, s'appelle du fil divisé — on le désigne, parfois sous le nom de « fil de Litz », mais ce terme est impropre car il n'est qu'une traduction fantaisiste du terme allemand « Litzendraht » qui signifie « fil divisé » ou « cordonnet de fil ».

Il se présente comme un fil de cuivre émaillé ordinaire, recouvert d'une couche de soie ou de coton. En décapant une extrémité, on s'aperçoit qu'il est formé d'un nombre assez élevé, entre 10 et 40, de fils dont le diamètre est compris entre 3/100 et 6/100 de mm. Tous ces fils sont émaillés donc isolés électriquement.

Les fils divisés se trouvent dans le commerce sous plusieurs formes répondant aux multiples utilisations de ce conducteur; on les désigne en indiquant le nombre des brins et leur diamètre, par exemple du fil 20 × 5/100 ou 25 × 3/100, ce qui signifie que ces fils divisés comportent respectivement, 20 brins de fil émaillé 5/100 de mm et 25 brins de 3/100 de mm.

On comprendra facilement que le fil divisé donne de meilleurs résultats en H.F. qu'un fil plein de même diamètre en imaginant que chaque brin se comporte comme un conducteur séparé formant autant de bobines se trouvant branchées en parallèle, puisque tous les brins sont soudés ensemble à leurs extrémités, et sont étroitement couplées: elles forment donc une seule et unique inductance.

Bien que l'effet de peau existe pour chacun des con-

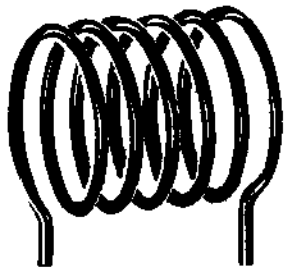


Fig. 1 - Type de bobine solénoïde pour ondes courtes. Elle est caractérisée par de très faibles pertes du fait que le conducteur est bobiné « en l'air ». Elle peut être soudée directement sur les composants auxquels elle doit être reliée.

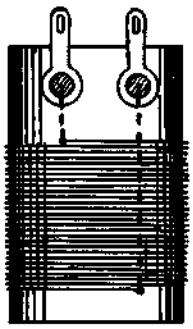


Fig. 2 - Quand une bobine comporte un plus grand nombre de tours, on utilise un support en matière isolante; si le fil est isolé, on peut faire un bobinage à spires jointives.

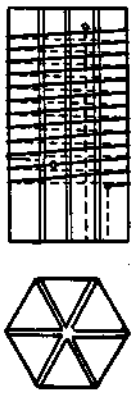


Fig. 3 - Enroulement à spires espacées, sur support hexagonal.

ducteurs, on vérifie aisément qu'en additionnant les surfaces extérieures de chaque brin, on obtient une surface totale bien plus grande que celle que présenterait un conducteur unique de même diamètre. Tout ceci permet de réaliser des bobines présentant une plus faible résistance aux courants H.F. — et donc, un rendement plus élevé — sans augmenter sensiblement leurs dimensions.

Une des difficultés d'emploi du fil divisé réside dans la soudure des extrémités.

En effet, pour bénéficier au maximum des qualités de ce type de conducteur, il est indispensable que tous les brins soient soigneusement soudés ensemble à chacune des extrémités de la bobine; la non soudure d'un seul des brins peut donner un résultat différent, et en tout cas inférieur à celui prévu.

Dans le cas où le fil est formé de conducteurs de 3/100 ou 5/100 de mm, par exemple, il n'est pas facile d'enlever la couche d'émail et de les souder, sans les rompre. C'est pourquoi divers procédés, qui sont plus pratiques et plus rapides que l'opération manuelle effectuée sur chaque conducteur, ont été imaginés.

Un des moyens les plus simples consiste à porter à l'incandescence l'extrémité des conducteurs et de les tremper immédiatement dans de l'alcool. Cette opération détruit le revêtement d'émail et le fil est suffisamment propre pour pouvoir être soudé facilement.

Toutefois cette méthode n'est pas sans présenter certains inconvénients; en effet, certains brins peuvent se brûler ou se rompre si l'on chauffe trop fortement le fil. Cette opération devra donc être faite avec très grand soin et les résultats obtenus ne pourront être considérés comme satisfaisants que lorsque l'opérateur aura acquis une certaine pratique.

Un autre procédé fait appel à un acide spécial, que l'on trouve dans le commerce. On y trempe les brins débarrassés de leur couche de soie ou de coton. Les brins sont écartés en éventail et trempés dans ce liquide qui, en quelques secondes, détache complètement le revêtement d'émail qui peut être enlevé avec un chiffon sec. C'est la manière la plus pratique, donnant aussi la meilleure garantie de succès pour un débutant.

Les courants « parasites » précédemment cités, sont de faibles courants induits dans le conducteur par le courant principal et sont en opposition de phase avec lui. Ils provoquent donc une perte de puissance et en effet, ils peuvent être considérés comme une résistance placée en série dans le circuit.

En particulier, dans le cas de bobines exécutées sur des noyaux magnétiques, le courant passant dans l'enroulement induit des courants parasites dans le noyau. Pour cette raison et pour éviter les inconvénients qui en résultent, les noyaux sont constitués par des tôles fines ou par de petites particules isolées par du papier, par des couches d'oxyde ou du liant isolant, qui empêchent la circulation des courants induits.

DIFFERENTS MODELES DE BOBINAGES

Tout d'abord les bobines peuvent être classées en deux types principaux, celles ayant une **inductance fixe** et celles dont **l'inductance est variable.** Les premières ont une valeur de self-induction déterminée par leurs caractéristiques (diamètre, section du fil, pas de l'enroulement...); les secondes ont par contre, une self-induction dont on peut faire varier la valeur par divers moyens (noyaux magnétiques, prises...).

Une autre subdivision permet de distinguer les bobinages suivant le type de noyau utilisé. Il existe des bobinages « à air », c'est-à-dire enroulés sur un mandrin isolant, en forme de cylindre creux, dont le seul rôle est de maintenir le fil qui se trouve enroulé « en l'air »; ce support peut être supprimé si la rigidité du fil assure une tenue mécanique suffisante à l'ensemble.

D'autres bobinages sont pourvus de noyaux magnétiques (qui peuvent être constitués par un mélange de poudre de fer et de liant isolant ou de ferrite ou ferroxcube, qui seront étudiés plus tard). D'autres encore, sont effectués sur des tôles de fer au silicium.

Les deux premiers types sont employés aux fréquences élevées, à partir de 50 kHz et plus, tandis que le troisième est utilisé exclusivement pour les courants alternatifs de fréquence industrielle, par exemple (le réseau électrique à 50 Hz), ou pour les courant B.F. (fréquen-

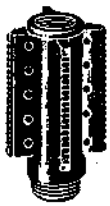


Fig. 4 - Support en bakélite moulée (parfois en céramique), permettant de réaliser des bobines pour ondes courtes, avec noyau magnétique.

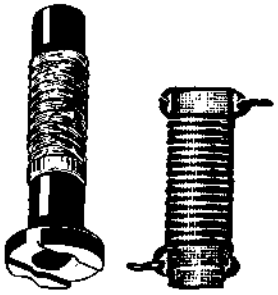


Fig. 5 - Supports en bakélite moulée; on peut voir sur celui de gauche un bobinage du type «nid d'abeilles». Le second présente une rainure en spirale destinée à maintenir le fil à l'écartement voulu.

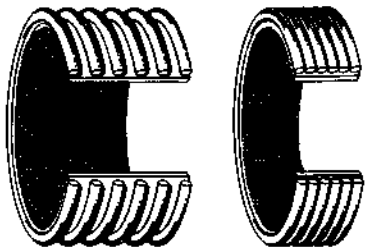


Fig. 6 - On peut également employer un support en céramique pour construire des bobines pour les fréquences élevées; elles peuvent être à spires espacées (fil nu) ou à spires jointives (fil isolé).

ces acoustiques) compris entre 16 et 20 000 hertz.

Les inductances variables peuvent être construites en adoptant certains procédés mécaniques ou électriques propres à faire varier leur self-induction.

On pourrait, par exemple, employer un système permettant de faire varier la distance entre les spires; c'est ainsi qu'une bobine enroulée en spirale, comme un ressort, pourrait être rendue variable en l'étirant ou en la comprimant plus ou moins; la variation de sa self-induction serait produite, dans ce cas, par les divers degrés de couplage ainsi réalisés entre les lignes de force; ce système rudimentaire n'est pas employé pratiquement car il est peu efficace et d'une réalisation difficile.

Nous verrons, plus tard, que dans le cas de bobinages comportant peu de spires en fil rigide (émission ou réception sur ondes très courtes, VHF), on ajuste parfois la valeur d'une bobine en comprimant ou en écartant légèrement les spires.

On peut également faire varier la self-induction d'un bobinage en pratiquant des prises sur l'enroulement, ce qui permet de choisir le nombre de tours permettant l'accord sur une fréquence déterminée (c'est ce modèle que nous avons employé dans notre réalisation du récepteur à cristal).

Enfin, un dernier procédé (le plus fréquemment employé en raison de sa commodité et de son efficacité) consiste à faire varier la self-induction d'une bobine au moyen d'un noyau en substance magnétique.

La plupart des inductances variables utilisées dans les circuits de radio ou d'électronique sont basées sur ce principe. La variation de la self-induction du bobinage est due à la variation de la perméabilité qui est minimum lorsque le noyau est entièrement sorti et maximum, lorsqu'il est complètement enfoncé.

BOBINAGES POUR HAUTE FREQUENCE

Dans cette étude, nous suivrons un ordre logique et chronologique nous référant à l'évolution des bobinages depuis les débuts de la radio.

La **figure 1** illustre le type le plus simple, dont nous connaissons déjà l'aspect. Il est constitué par un conducteur rigide que l'on enroule sur un objet quelconque de forme cylindrique ayant un diamètre convenable. Le bobinage achevé, on retire le mandrin et la bobine, ainsi obtenue est fixée sur un support muni de broches ou sur des colonnettes isolantes. Ce type de bobine, dite « à air », peut être de valeur fixe ou variable: dans le second cas on prévoit des prises sur les spires.

Comme nous le verrons par la suite, ce type d'inductance est employé dans les montages fonctionnant sur des fréquences élevées, c'est-à-dire dans les gammes des ondes courtes et ultra-courtes. On les construit en fil de cuivre argenté d'assez grand diamètre et même, en tube de cuivre argenté suivant la fréquence et l'intensité du courant passant dans le circuit. Elle présente, en particulier, l'avantage (en raison de sa rigidité propre) de pouvoir être soudée directement aux autres composants; permettant ainsi la réalisation de connexions très courtes, absolument nécessaires à ces fréquences.

La **figure 2** montre un autre type dénommé « bobine cylindrique » ou « solénoïde ». Il est semblable à celui du paragraphe précédent dont il ne se différencie que par la présence de fil isolé et d'un mandrin permanent.

Ce bobinage est formé d'un fil de cuivre émaillé, recouvert d'une couche de soie ou de coton, enroulé en spires jointives sur un tube isolant. Sa self-induction est naturellement déterminée par le nombre de tours, le diamètre du fil, le diamètre du mandrin, par sa longueur et par l'espacement entre les spires.

Le support sur lequel la bobine est faite n'est pas nécessairement de forme cylindrique; les **figures 3** et **4**, par exemple, nous montrent des bobinages réalisés sur des mandrins de formes polygonales. Toutefois, la forme cylindrique est généralement adoptée pour des raisons de simplicité.

Les mandrins peuvent être en diverses matières, il en existe en tube de carton bakélisé, en bakélite moulée(**figure 5**), en céramique ou en stéatite. Les modèles représentés sur les figures **3**, **4**, **6** et **6 bis** sont généralement employés pour les bobinages destinés à

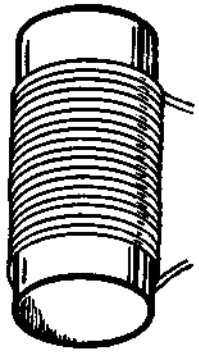


Fig. 7 - Les fils de la bobine peuvent servir à la relier au circuit s'ils sont laissés suffisamment longs.

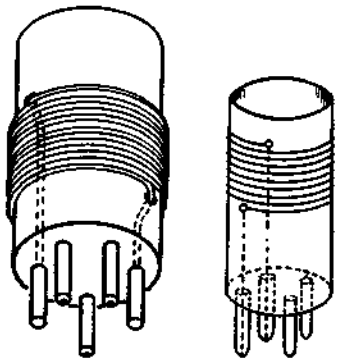


Fig. 8 - Deux bobines réalisées sur supports munis de broches, ce qui rend leur branchement plus facile.

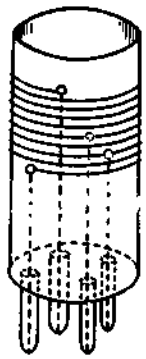


Fig. 9 - Bobine sur support à broches, avec deux prises intermédiaires pour interchangeabilité.

fonctionner sur des fréquences élevées car, la céramique, la stéatite ou le polystyrène ont de telles qualités que les pertes sont réduites au minimum.

L'aspect de ces bobines peut également être différent selon qu'elles comportent des cosses terminales permettant d'y souder les connexions (figure 2), ou que les conducteurs formant l'enroulement sortent de la bobine et servent à la relier directement aux autres circuits (**figure 7**).

Il existe aussi des bobines dites « interchangeables », qui ne sont employées de nos jours que sur les émetteurs ou sur certains appareils spéciaux et dans lesquelles le mandrin est monté sur un socle pourvu de broches (**figure 8**). La bobine se place dans un support approprié, recevant les connexions venant des autres éléments du circuit, ce qui permet de la remplacer facilement, sans toucher au circuit, par d'autres bobinages adaptés aux différentes gammes de fréquence.

Il convient de préciser maintenant, qu'une bobine, quel qu'en soit son type, n'est pas nécessairement constituée par un seul enroulement.

Nous savons déjà, que l'enroulement peut comporter des prises intermédiaires: dans ce cas, le bobinage présente l'aspect de deux ou de plusieurs bobines (selon le nombre des prises) enroulées sur le même support et reliées en série entre elles (**figure 9**).

Très souvent (**figure 10**) plusieurs enroulements séparés — isolés entre eux — sont bobinés sur le même support et l'on a alors, un transformateur pour H.F.

Comme on le sait, le courant passant dans l'un des deux, produit une tension induite dans les autres enroulements couplés inductivement avec un rapport de transformation qui est fonction du nombre de tours de chacun deux. Dans ce cas, on a toujours un enroulement primaire qui induit une tension et un courant, dans les autres enroulements appelés secondaires.

Une bobine cylindrique peut comporter plusieurs couches de fil superposées; on pratique ainsi lorsque — en raison du grand nombre de tours nécessaires — la longueur de l'enroulement peut devenir exagérée. Cette même technique permet d'ailleurs de réaliser des bobines sur des supports de petit diamètre. La **figure 11** montre une bobine de ce type et l'on peut noter que l'enroulement superposé est complètement isolé de l'autre, auquel il est couplé par simple induction.

Quand une inductance est composé de plusieurs enroulements, le degré de couplage entre ceux-ci varie d'une manière inversement proportionnelle à la distance qui les sépare: le couplage est d'autant plus serré que la distance entre eux est plus petite.

Le couplage peut être rendu variable, comme on le voit sur la **figure 12**, qui représente deux bobines exécutées sur deux supports distincts, généralement en carton bakélisé, qui peuvent coulisser sur un tube ou sur un bâtonnet servant de support principal.

Lors de la mise au point de l'appareil, on recherche le degré de couplage donnant le résultat désiré en rapprochant ou en éloignant un des bobinages de l'autre, puis on le fixe au moyen de quelques gouttes de vernis ou de cire. On peut faire varier, en fortes proportions, la self-induction des bobinages en utilisant des noyaux magnétiques.

Ainsi que nous l'avons dit plus haut, ceux-ci sont constitués par un mélange de fine poudre de matériau magnétique et d'un « liant » en substance isolante, destiné à agglomérer les grains, tout en les isolant les uns des autres. Ils peuvent être de formes très diverses et la **figure 13** en représente trois parmi les plus communs.

Les noyaux sont généralement filetés à l'extérieur, ce qui permet de les « visser » à l'intérieur de la carcasse supportant le bobinage. Ils sont pourvus à une de leurs extrémités, soit d'une fente permettant d'introduire la lame d'un tournevis, soit d'une protubérance de section carrée ou hexagonale permettant le réglage au moyen d'une clé spéciale.

Pour terminer nous citerons un type de bobines permettant une variation encore plus grande de la self-induction. Elles sont utilisées principalement — bien que cette technique soit presque abandonnée — pour les circuits d'entrée des récepteurs de radio. Un tel système est appelé « accord par perméabilité variable » Nous savons en effet, que la self-induction, augmente ou diminue selon que l'on enfonce ou que l'on retire un noyau magnétique à l'intérieur de la bobine.

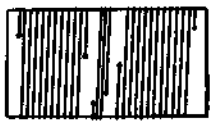


Fig. 10 - Trois enroulements séparés sur un même support (transformateur H.F.)

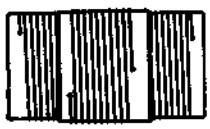


Fig. 11 - Enroulements séparés analogues aux précédents, bobinés sur deux supports concentriques.

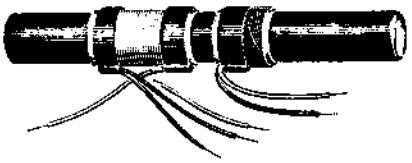


Fig. 12 - Le couplage entre deux bobines peut être rendu variable en faisant coulisser un enroulement par rapport à l'autre. Le support peut être en matériau ferromagnétique (pour H.F.) ce qui améliore le rendement et le couplage.

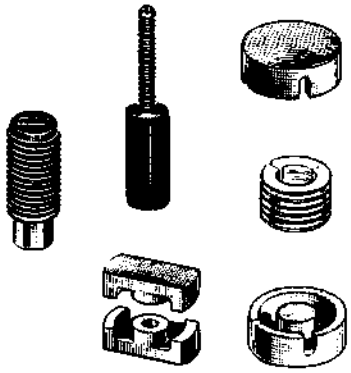


Fig. 13 - Noyaux et mandrins ferro-magnétiques permettant la construction de divers types de bobines. Le premier, à gauche, peut être employé avec le mandrin de la figure 4.

Par des artifices de construction, il est possible de produire une variation de façon à ce qu'une gamme entière d'ondes (la gamme P.O., par exemple) puisse être couverte. Dans ce cas, le noyau n'est pas fileté; il coulisse à l'intérieur du tube supportant l'enroulement et son mouvement est commandé, au moyen d'un mécanisme spécial, par un cadran analogue à ceux utilisés pour l'accord par condensateurs variables. Les noyaux magnétiques utilisés pour cet emploi, sont généralement très longs et de petit diamètre. Ils ressemblent à une mine de crayon.

Les récents progrès réalisés dans le domaine des petits récepteurs portatifs, ont conduit à la création d'un autre modèle de bobinage, (voir **figure 14**).

Il s'agit d'une bobine d'un aspect peu conventionnel; les enroulements sont réalisés sur un noyau de « ferrite » de forme plate et allongée ce qui permet de les loger, plus facilement que ceux de forme cylindrique, dans les châssis de dimensions très réduites.

Cela n'empêche pas qu'il existe également des bobinages semblables sur noyaux cylindriques de ferrite. Dans ce cas, le noyau est en forme de bâtonnet ayant un diamètre de 10 mm et une longueur comprise entre 10 et 20 cm (**figure 15**).

Ces inductances servent, à la fois, de bobine d'accord (par condensateur variable) et d'antenne (ou plus exactement de ce qu'on appelle « cadre ») en raison de leurs dimensions relativement importantes. Elles donnent un un effet directif très marqué et l'on peut constater que l'énergie captée est minimum si l'axe de la bobine est dirigé vers l'émetteur à recevoir, tandis qu'elle est maximum si cet axe fait un angle de 90° avec cette direction.

Le dernier type de bobinage qu'il est utile de connaître, car c'est celui qui est le plus fréquemment employé dans les circuits de Radio, est le type dit « en nid d'abeilles ». La **figure 16** en donne un exemple et on voit qu'il tire son nom du fait que l'enroulement forme de petits alvéoles, tout comme dans les ruches.

Ces enroulements se font au moyen d'une bobineuse spéciale qui — pendant la rotation du support — déplace régulièrement le fil d'une extrémité à l'autre de la bobine, ce qui permet d'obtenir un enroulement à spires croisées avec un pas déterminé.

Les bobines en nid d'abeilles, réalisées le plus souvent en fil divisé, permettent d'obtenir sous un encombrement très réduit, des valeurs élevées de self-induction, une faible capacité répartie et des pertes réduites; tout ceci donnant un rendement excellent.

Les bobines en nid d'abeilles sont employées dans les circuits d'accord des récepteurs de radio, dans les gammes des petites et grandes ondes, ainsi que comme bobines d'arrêt H.F. C'est-à-dire dans tous les cas où un grand nombre de spires est nécessaire.

La **figure 17** représente une bobine d'arrêt pour Haute Fréquence dont nous examinerons plus loin, le fonctionnement.

COEFFICIENT DE SURTENSION

Le coefficient de surtension, ou facteur de mérite, « Q » d'une bobine, est égal au quotient de la réactance inductive X_L (c'est-à-dire $2 \pi F L$) par sa résistance R (c'est-à-dire les pertes). On a:

$$Q = X_L : R$$

Il est assez difficile de déterminer exactement, par le calcul, le coefficient de surtension, cependant on connaît très bien les caractéristiques que doit posséder une bobine pour présenter un Q élevé.

L'enroulement doit avoir le diamètre maximum; sa longueur ne doit pas être inférieure à la moitié, ni supérieure au double du diamètre.

L'épaisseur du support, qui bien qu'en matière isolante, provoque toujours des pertes, devra être aussi faible que possible. Naturellement, à ce point de vue, les meilleurs bobinages sont ceux « à air », c'est-à-dire sans aucun support.

En outre, le diamètre du fil devra être aussi grand que possible, en restant toutefois, compatible avec les conditions énoncées plus haut; c'est-à-dire la possibilité de loger le nombre de spires calculé — nous verrons comment plus loin — dans la longueur optimum, avec un espacement entre spires inférieur au diamètre du fil.

Lorsque la section du fil, la longueur de l'enroule-

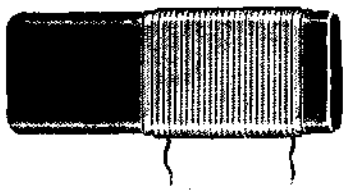


Fig. 14 - Bobine plate réalisée sur un noyau spécial en « ferrite »; elle est employée dans les récepteurs portatifs où elle sert également d'antenne.

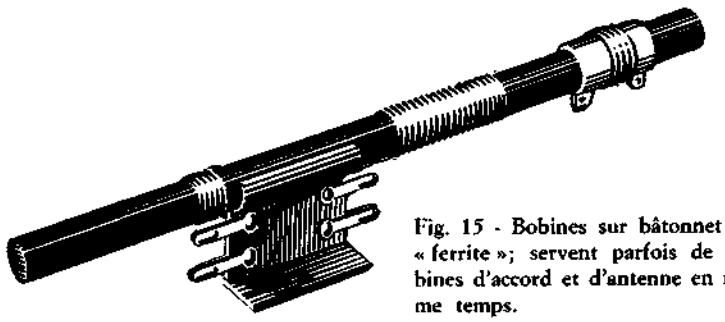


Fig. 15 - Bobines sur bâtonnet de « ferrite »; servent parfois de bobines d'accord et d'antenne en même temps.

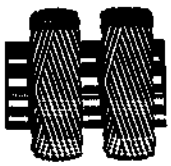


Fig. 16 - Deux enroulements du type «nid d'abeilles»; ils permettent d'obtenir des coefficients de self-induction élevés sous des dimensions réduites.

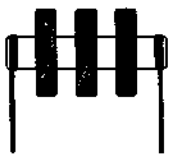


Fig. 17 - Bobine d'arrêt ou « self de choc » H. F. constituée par trois bobines en nid d'abeilles bobinées sur un bâtonnet de céramique.

ment, la distance entre les spires et la nature du support remplissent les conditions énoncées plus haut, le coefficient de surtension Q de la bobine varie approximativement comme le carré du diamètre.

Dans le cas de bobines fonctionnant sur des fréquences élevées, ondes courtes, on utilise de préférence du fil rigide et la bobine est du type cylindrique à une seule couche. Si les spires sont espacées entre elles, on peut employer du fil de cuivre nu argenté, tandis que si elles sont jointives, il faudra que le fil soit émaillé — ou mieux encore, recouvert de soie ou de coton — pour éviter de court-circuiter les spires.

Mais les bobines devant fonctionner sur des fréquences plus basses (ondes longues et moyennes) seront bobinées en fil divisé, sous forme de nid d'abeilles.

Pour que le coefficient de surtension reste constant dans le temps, les bobines doivent être protégées contre l'humidité par immersion dans un vernis spécial ou une cire H.F., ceci principalement dans le cas où le fil est recouvert de soie ou de coton.

Le Q du bobinage est un facteur extrêmement important qui détermine la **largeur de bande** d'un circuit accordé. La courbe de résonance d'un circuit accordé est d'autant plus pointue que le coefficient de surtension est plus grand; la largeur de bande d'un circuit résonnant est définie comme étant la bande de fréquence à l'intérieur de laquelle la tension aux bornes du condensateur d'accord (c'est-à-dire aux extrémités de la valeur correspondant à la résonance exacte).

Cette largeur de la bande est déterminée par le Q du circuit selon la formule:

$$Q = Fr : Fs\text{-}Fi$$

et

$$\text{Largeur de bande} = Fs - Fi = Fr : Q$$

dans laquelle, Fr = fréquence de résonance, Fi = fréquence inférieure pour laquelle la tension est égale aux 70,7% de sa valeur à la résonance, Fs = fréquence supérieure pour laquelle la tension est égale aux 70,7% de sa valeur à la résonance, et $Fs - Fi$ = largeur de bande.

CALCUL PRATIQUE D'UNE BOBINE

Nous avons déjà souligné le fait que — pour des raisons évidentes — l'amateur construit rarement lui-même les différents éléments composant l'appareil qu'il veut réaliser comme, par exemple, les condensateurs, les résistances, les bobines, etc... Toutefois, dans certains cas, il peut être nécessaire de faire un bobinage spécial ou de modifier une bobine existante pour obtenir la valeur de self-induction ou toute autre caractéristique requise par un montage particulier.

La méthode de calcul que nous allons exposer concerne exclusivement les bobines cylindriques à une seule couche, car les bobines en nid d'abeilles sont difficilement réalisables sans outillage spécial et, d'autre part, elles se trouvent dans le commerce en un nombre de type suffisant pour satisfaire toutes les exigences. Il existe un grand nombre de formules pour calculer une bobine: certaines sont très précises mais compliquées; d'autres, par contre, quoique moins exactes, sont d'une application plus facile et n'exigent que des calculs très simples à la portée de tous.

Comme il est très simple de modifier le bobinage ainsi calculé pour corriger les petites erreurs éventuelles, c'est cette formule simplifiée que nous appliquerons.

Les caractéristiques les plus importantes d'une bobine sont: la **self - induction** ou **inductance** (en microhenrys, pour les applications les plus courantes en technique radio), les **dimensions** (en millimètres), la **résistance ohmique** (en ohms) et le **facteur de surtension** Q.

Bien qu'il soit possible d'obtenir n'importe quel coefficient de self-induction en se fixant des dimensions déterminées, il convient de se rappeler que les pertes augmentent lorsque les dimensions diminuent et qu'il faut donc tenir compte de tous les facteurs énoncés plus haut, lors des études préliminaires à la construction du bobinage.

La première opération consistera à calculer la valeur du coefficient de self-induction, de l'inductance nécessaire pour s'accorder sur la gamme de fréquence choisie, cette valeur dépendant de la capacité du condensateur variable mis en parallèle sur l'enroulement.

Diamètre du fil en mm	Spires par cm. (enroul. à spires joint.)	
	Fil émaillé	Fil à 2 couches coton
1,30	7,5	6,5
1	9,4	8
0,8	12	11
0,6	15	12
0,5	18,5	14
0,4	23	17
0,32	29	20
0,22	40	23
0,20	45	26
0,16	57	28

NOMBRE de SPIRES par CENTIMETRE en FONCTION du DIAMETRE du FIL

Fig. 18 - Le tableau ci-contre se révèle très utile pour le calcul du nombre de spires contenu dans un centimètre selon le type de fil adopté pour réaliser un enroulement très serré (fil émaillé ou fil recouvert par une double couche de coton). Il peut également servir à choisir le fil en fonction de l'espace disponible et du nombre de spires nécessaires (voir l'exemple donné dans la leçon 29).

Il est évident, disons-le en passant, que dans le cas où l'accord se fera sur une seule fréquence il sera inutile de prévoir un condensateur variable, un condensateur fixe de valeur convenable suffira.

Le calcul proprement dit de la self-induction nécessaire à un accord donné fera l'objet d'une prochaine leçon consacrée à l'étude des circuits oscillants; nous nous contenterons pour l'instant, d'expliquer comment connaissant la valeur de self-induction nécessaire, il est possible, par un calcul très simple, de trouver le nombre de tours que doit avoir la bobine, en fonction des autres caractéristiques mécaniques (diamètre du support, longueur de l'enroulement, diamètre du fil, espacement entre tours...).

La technique moderne s'oriente d'une manière générale, vers une diminution des dimensions des composants et les bobinages ne font pas exception à cette tendance vers la miniaturisation. Les seules bobines qui ne suivent pas ce mouvement sont celles que le lecteur aura l'occasion d'employer pour la construction de postes émetteurs.

Nous donnerons donc un exemple de calcul d'une bobine de dimensions moyennes.

Supposons donc que le diamètre choisi soit 38 mm et que la longueur de l'enroulement ne soit pas supérieure à 50 mm. Ces dimensions ont été choisies arbitrairement. Elles sont principalement fonction de la place disponible dans l'appareil à construire.

Supposons, en outre, que la self-induction requise soit de 185 µH.

Nous connaissons ainsi la self-induction (L), le rayon de la bobine (r), égal à la moitié du diamètre, soit 19 mm, et la longueur de l'enroulement (l) qui est de 50 millimètres.

La formule ci-dessous donne la valeur de la self-induction en fonction des autres valeurs connues:

$$L = \frac{r^2 N^2}{(228{,}6 \times r) + (254 \times l)}$$

dans laquelle N^2 représente le carré du nombre des tours. L exprimé en pH, r et l en mm, les nombres 228,6 et 254 étant des coefficients.

Puisque c'est ce dernier facteur N (nombre de tours) que nous devons calculer, il est facile de transformer la formule, au moyen de quelques opérations algébriques très simples, pour en tirer la valeur de N en fonction des autres valeurs connues.

On procède de la manière suivante:

1) En éliminant le dénominateur de la fraction constituant le second membre de l'équation, on a:

$$L\ (228{,}6\ r + 254\ l) = r^2 N^2$$

2) Cette formule peut être transcrite en inversant les deux membres entre eux, puisqu'ils sont égaux. On a donc:

$$r^2 N^2 = L\ (228{,}6\ r + 254\ l)$$

3) Nous pouvons alors, isoler le facteur N^2 en portant r^2 au dénominateur du second membre, l'équation devient:

$$N^2 = \frac{L\ (228{,}6\ r + 254\ l)}{r^2}$$

4) Enfin, en extrayant la racine carrée des deux membres nous obtiendrons la formule donnant la valeur numérique de N, c'est-à-dire le nombre des tours:

$$N = \sqrt{\frac{L\ (228{,}6\ r + 254\ l)}{r^2}}$$

Si dans cette formule nous substituons aux lettres r et l leurs valeurs numériques respectives, il restera à effectuer les opérations indiquées pour trouver N:

$$N = \sqrt{\frac{185\ (228{,}6 \times 19 + 254 \times 50)}{19^2}}$$

En effectuant les opérations à l'intérieur de la parenthèse, on a:

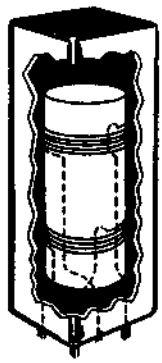


Fig. 19 - Bobine enfermée dans un boîtier métallique faisant office de blindage.

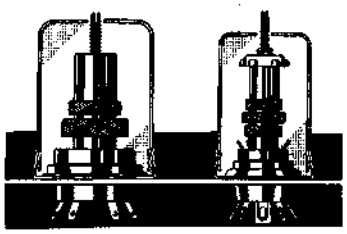


Fig. 20 - Autres bobinages (transformateurs H.F.) en nid d'abeilles dans leurs blindages; les trous supérieurs permettent le réglage des noyaux magnétiques.

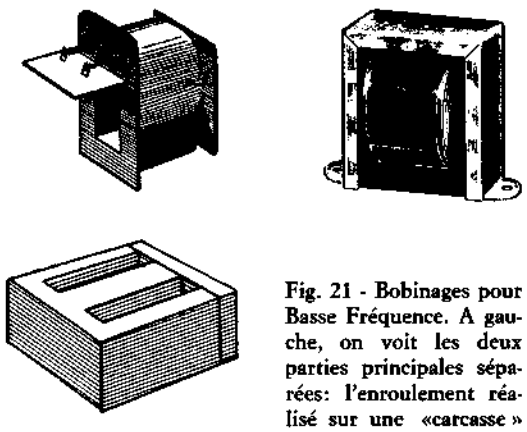


Fig. 21 - Bobinages pour Basse Fréquence. A gauche, on voit les deux parties principales séparées: l'enroulement réalisé sur une «carcasse» spéciale et le circuit magnétique en tôles de fer au silicium.

$$N = \sqrt{\frac{185\ (4\,343{,}4\ +\ 12\,700)}{19^2}} = \sqrt{\frac{185 \times 17\,043}{361}}$$

soit: $$N = \sqrt{\frac{3\,153\,029}{361}}$$

d'où: $$N = \sqrt{8\,734}$$

Dans cette dernière valeur numérique, nous avons négligé volontairement les chiffres décimaux car ils n'affectent nullement la précision du résultat.

Il nous suffit de consulter une table des carrés des nombres pour trouver celui qui avec la meilleure approximation possible, correspond au carré de 8 734. Nous trouvons que le nombre 93, dont le carré est 8 649, est celui s'approchant le plus du nombre cherché.

Le nombre des tours de la bobine, calculé par nos soins sera donc:
$N = 93$ (avec une approximation suffisante pour les besoins pratiques).

Connaissant la valeur du coefficient de self-induction, le diamètre, la longueur de l'enroulement et le nombre des tours, il nous reste à déterminer le diamètre du fil à employer et nous pourrons ensuite, passer à la réalisation de notre bobinage.

Le diamètre du conducteur n'a qu'une importance relative dans notre cas, étant donné que les courants passant dans la bobine sont généralement de très faible valeur.

Ce qui compte, par contre, c'est que la distance entre les spires soit constante ou que celles-ci soient parfaitement jointives.

Notons que le rapport 93 : 5 (c'est-à-dire 93 spires pour 5 cm de long) correspond à 18,6 tours par centimètre. On constate que ce nombre s'approche du nombre 18.5 dans la colonne des fils émaillés et de celui de 20, dans la colonne des fils recouverts de deux couches de coton, qui figurent dans le tableau de la **figure 18.**

Profitons de cette occasion pour préciser que nous publierons un tableau plus complet et plus détaillé dans la leçon consacrée au calcul des transformateurs. Ces valeurs dans notre cas, correspondent à un fil d'un diamètre de 0.5 mm, s'il est émaillé, et de 0,32 mm s'il est recouvert de coton.

Dans le cas de bobines destinées à la réception ou à l'émission sur Ondes Courtes, lesquelles sont bobinées avec un fil de grosse section avec espacement entre tours adjacents, il convient de rechercher un compromis entre la section du fil à employer et le nombre de spires par centimètre. Ceci permettra de calculer avec exactitude l'espacement nécessaire entre les spires.

Sachant, par exemple, qu'il devra y avoir 5 spires par cm, on pourra utiliser un fil de 1 mm de diamètre en espaçant les spires de 1 mm entre elles.

BLINDAGE DES BOBINES

Toute bobine en fonctionnement est entourée d'un champ magnétique, produit par elle, qui peut influencer certains autres composants du circuit placés à proximité. De la même façon, elle peut être influencée par des champs alternatifs voisins.

Par cette raison, en de nombreux cas, il est nécessaire d'enfermer le bobinage dans un boîtier métallique, cylindrique ou carré, formant ce qu'on appelle un **blindage** dont l'effet est d'éviter tout rayonnement électromagnétique.

La **figure 19** montre une bobine blindée vue en coupe. Les dimensions du boîtier, qu'il soit cylindrique ou carré, doivent être telles que les parois soient suffisamment éloignées de l'enroulement pour ne pas modifier la valeur de la self-induction ou diminuer le rendement. Le blindage peut être considéré comme un enroulement en court-circuit accouplé à la bobine; les courants induits circulant dans sa masse produisent des pertes qui doivent être réduites au minimum.

En plaçant un bobinage dans son blindage, on constate que les pertes sont faibles si la distance entre l'enroulement et les parois du boîtier est supérieure au rayon de la bobine. Si la distance est plus petite, le coefficient de self-induction diminue de 10% environ, quand le rapport entre la longueur et le diamètre est égal à 0,5; de 13% lorsqu'il est égal à 1 et le 17% quand il est égal à 2. Un blindage plus petit augmenterait

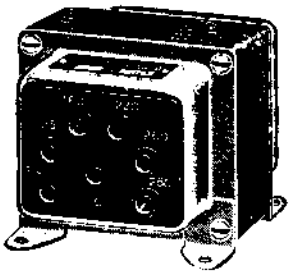


Fig. 22 - Autotransformateur pour tensions du réseau électrique. Le principe de son fonctionnement sera exposé dans une leçon ultérieure.

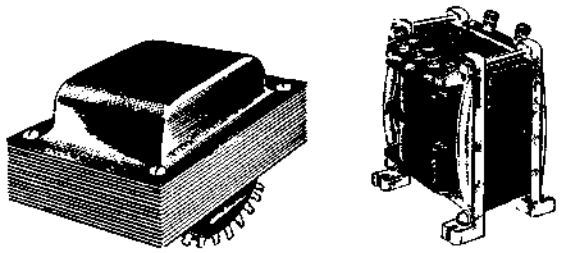


Fig. 23 - Deux transformateurs. Le modèle de gauche est employé pour l'alimentation des appareils de Radio et est monté directement sur le châssis où une ouverture a été pratiquée pour le recevoir. L'autre modèle est parfois utilisé en fréquences acoustiques (basse fréquence).

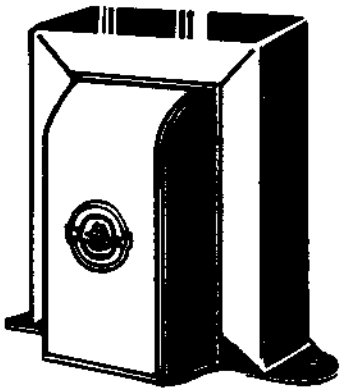


Fig. 24 - Les transformateurs sont très souvent enfermés dans des blindages métalliques qui contribuent, en même temps, à protéger les enroulements.

les pertes et diminuerait la self-induction dans des proportions bien plus grandes.

Comme dernier exemple, indiquons qu'un blindage dont le diamètre ne serait supérieur que de 10% à celui de la bobine, réduirait la self-induction de plus de 70%.

La **figure 20** montre d'autres modèles de bobinages blindés. On peut y voir les ouvertures pratiquées dans le blindage pour permettre le réglage des noyaux au moyen d'un tournevis.

En Haute Fréquence, l'action du blindage doit être avant tout, électrostatique, c'est pourquoi on le réalisera en métal bon conducteur (cuivre, laiton, aluminium,...).

Pour que le blindage puisse être efficace, tant pour isoler la bobine des champs extérieurs, que pour protéger les autres composants du circuit du rayonnement de la bobine, il faut qu'il soit relié électriquement à un point de potentiel électrostatique zéro. Ce point est généralement fourni par le châssis métallique supportant tous les éléments de l'appareil qui forme le retour commun de « masse ».

BOBINE POUR BASSE FREQUENCE

Les bobines qu'il nous reste à étudier dans cet examen général, sont celles fonctionnant aux fréquences des courants industriels (réseau électrique) ou aux fréquences acoustiques couvrant la gamme dite B. F.
Ces bobinages sont analogues aux bobines cylindriques vues plus haut, mais elles comportent un bien plus grand nombre des spires à couches multiples et toujours bobinées sur un noyau magnétique (fer au silicium ou autres alliages de plus grande perméabilité).

Dans le cas d'un enroulement unique — avec ou sans prises intermédiaires — ces bobines prennent les noms de **self**, bobines B.F. ou self de filtre car, ainsi que nous le verrons, elles peuvent opposer une véritable barrière au passage du courant alternatif, tandis qu'elles permettent le passage du courant continu.

La **figure 21** en montre le détail; on peut noter les enroulements bobinés sur une *carcasse* spéciale et le *paquet de tôles* magnétiques formant le noyau.

Une autre bobine du même genre est l'**autotransformateur**. C'est un organe qui, comme le transformateur, sert à transformer une tension alternative en une autre de valeur différente (**voir figure 22**).

On y voit une plaquette d'entrée sur laquelle figurent plusieurs indications de tensions. Sur l'autre face — non visible sur la figure — se trouve une plaquette identique sur laquelle on peut recueillir la tension de sortie.

L'autotransformateur comporte un enroulement unique (à la différence du transformateur qui en possède deux ou plus) pourvu de différentes prises permettant de l'alimenter sous différentes tensions. Lorsqu'il est alimenté, on peut prélever sur l'autre plaquette, les tensions désirées selon les branchements auquels on procède.

On peut donc en déduire logiquement que l'entrée et la sortie d'un autotransformateur sont réversibles, puisqu'il n'existe aucune différence entre elles.

Enfin, le **transformateur** est un type plus complexe — comportant deux ou plusieurs bobinages séparés — qui permet de prélever et d'utiliser les tensions induites dans un enroulement appelé « secondaire », par un autre enroulement, le « primaire ».

La **figure 23** en montre deux modèles différents. Nous ne nous étendrons pas davantage à ce sujet qui fera l'objet d'une leçon très détaillée.

Les bobines pour basses fréquences ont naturellement, elles aussi, un rayonnement extérieur, produit par le champ magnétique interne, et elles sont également sensibles aux champs magnétiques extérieurs. Cest pour cette raison qu'elles doivent être blindées (**figure 24**). Les fréquences en jeu étant beaucoup moins élevées que celles auxquelles sont soumises les bobines pour H.F., le blindage devra être réalisé en métal offrant une plus grande perméabilité magnétique, le fer par exemple.

Leçon n° 30

SYMBOLES - ABREVIATIONS

e = Tension instantanée
H = Henry
k = Coefficient de couplage
L = Coefficient de self-induction (en µH, mH, H)
L_T = Inductance totale
M = Induction mutuelle
mH = Millihenry (1/1 000 de H)
Q = Facteur de surtension
r = Rayon d'une bobine
RL = Circuit avec résistance et inductance
S = Section en cm²
T = Constante de temps
X = Réactance (en général), en ohms
X_L = Réactance inductive, en ohms
Z = Impédance, en ohms
φ = Angle de phase
µH = Microhenry (1/1 000 000 de H)

FORMULES

$e = E_{max} \sin \varphi$

$I = E : X_L$

$L = (k\mu S N^2) : (10^8 \times l)$

Bobines en série, non couplées:

$$L_T = L_1 + L_2 + L_3 + \dots$$

Bobines en parallèle, non couplées:

$$\frac{1}{L_T} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \dots$$

Deux bobines en parallèle, non couplées:

$$L_T = \frac{L_1 + L_2}{L_1 \times L_2}$$

Deux bobines en série, couplées avec leurs champs magnétiques dans le même sens:

$$L_T = L_1 + L_2 + 2M$$

Deux bobines en parallèle, couplées avec leurs champs magnétiques en sens opposés:

$$L_T = L_1 + L_2 - 2M$$

$$L = \frac{r^2 N^2}{(228{,}6 \times r) \times (254 \times l)} \qquad M = k \sqrt{L_1 \times L_2}$$

$$T = \frac{L}{R} \qquad Q = \frac{X_L}{R}$$

$X_L = 2\pi FL \quad X_L = \omega L \quad Z = \sqrt{R^2 + X_L^2} \quad \omega = 2\pi F$

SYMBOLES SCHEMATIQUES



= Bobine B.F. sur circuit magnétique.



= Bobines pour B.F. sur circuit magnétique, couplées entre elles (transformateur)

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 28 et 29

N. 1 — Dans quel cas une tension auto-induite se produit-elle dans une bobine ?

N. 2 — Quelle influence exerce, sur le courant d'un circuit, une f.e.m. induite ?

N. 3 — De quoi dépend l'amplitude d'une f.e.m. induite ?

N. 4 — De quelle façon la self-induction d'un bobinage varie-t-elle si l'on modifie le nombre des tours d'un enroulement ?

N. 5 — Si une bobine ayant une self-induction de 40 henrys est couplée à une bobine de 200 henrys, le coefficient de couplage étant égal à 0.7, quelle sera l'induction mutuelle ?

N. 6 — Comment se comportent le courant et la tension dans un circuit purement inductif ?

N. 7 — Quelle est la réactance inductive d'une bobine de 10 henrys parcourue par un courant ayant une fréquence de 60 hertz ?

N. 8 — Quelle est l'impédance d'un circuit en série comprenant une réactance inductive de 60 ohms et une résistance ohmique de 35 ohms ?

N. 9 — Pour quelle raison aucune puissance n'est-elle dissipée dans une inductance pure ?

N. 10 — Si une résistance et une bobine sont placées en série et qu'une tension de 400 volts est appliquée aux bornes du circuit, sachant que la chute de tension aux bornes de la résistance est de 270 volts, calcule la valeur de IX_L ?

N. 11 — Quelle est la valeur en millihenrys et en microhenrys, d'une inductance de 0,05 henrys ?

N. 12 — Quel est le phénomène électrique qui s'oppose au passage d'un courant constant dans un circuit ?

N. 13 — Quel est le coefficient de self-induction d'une bobine dont la longueur est de 20 cm, le diamètre de 5 cm, le nombre de tours étant de 2 400 et la perméabilité égale à 1 ?

N. 14 — Quelle est la valeur du coefficient de couplage entre deux bobines si 30% du flux magnétique produit par la première atteint la seconde ?

N. 15 — Donner la formule de l'induction mutuelle entre deux bobines en fonction de la self-induction de chacune d'elles et du coefficient de couplage ?

N. 16 — Quelle est la self-induction totale, en henry, d'un circuit en série formé de trois bobines de 10 henrys, parfaitement blindées (c'est-à-dire non couplées) ?

N. 17 — Quelle est la self-induction totale d'un circuit en parallèle composé de trois bobines de 15 henrys chacune, parfaitement blindées (c'est-à-dire non couplées) ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 211

N.1 — Un instrument permettant de mesurer la valeur, en ohms, en kilohms ou en mégohms, d'une résistance électrique.

N. 2 — Dans l'ohmmètre du type série, la résistance inconnue est placée en série avec l'instrument et, de ce fait, la variation minimum de l'aiguille indique la résistance la plus forte. Dans le type en parallèle, la résitance inconnue est placée en parallèle sur l'instrument et la plus grande valeur ohmique correspond à la déviation maximum de l'aiguille.

N. 3 — Pour permettre des mesures très étendues de résistance. Cela ne serait pas possible sur une échelle unique en raison de l'imprécision des lectures.

N. 4 — En augmentant l'intensité du courant passant dans le circuit.

N. 5 — En augmentant la tension fournie par la pile d'alimentation de l'instrument ou en augmentant la sensibilité de celui-ci.

N. 6 — En multipliant les chiffres indiqués par l'aiguille, par un facteur de multiplication dépendant de l'échelle choisie.

N. 7 — Parce que le vieillissement de la pile et les inévitables variations de constantes dues aux changements de température, font varier l'intensité du courant passant dans l'instrument, lorsque que les pointes de touche sont mise directement en contact entre elles.

N. 8 — On doit s'assurer qu'aucune tension n'existe aux bornes des composants à mesurer.

N. 9 — Parce que dans le cas contraire, la pile débiterait de façon continue et se déchargerait rapidement.

N. 10 — Un instrument pouvant servir à faire diverses mesures.

N. 11 — Deux: par contacteur ou au moyen de douilles séparées.

N. 12 — En ampèremètre, car la résistance des contacts du contacteur peut entraîner des erreurs de mesure.

N. 13 — On devra lire sur le calibre 500 volts.

N. 14 — Sur le calibre le plus élevé; on pourra, ensuite, choisir le calibre donnant la lecture la plus précise, sans danger pour le galvanomètre.

N. 15 — En ajoutant une résistance additionnelle extérieure, calculée au moyen du facteur ohms/volt de l'instrument.

N. 16 — Parce que l'on risque de tordre l'aiguille et de griller la bobine mobile.

N. 17 — Il n'est pas possible de le mesurer, mais on peut le contrôler. En effet, en utilisant l'ohmmètre sur son calibre le plus élevé, la valeur ohmique, en fin d'échelle, est de l'ordre de plusieurs mégohms; si, dans ce cas la déviation de l'aiguille est totale, cela indique que l'isolement est bon. Mais il n'est pas, cependant, possible de déterminer à quelle tension se produira le claquage de l'isolant.

N. 18 — Il doit pouvoir mesurer: 1) les tensions et les courants continus; 2) les tensions alternatives; 3) les résistances.

TABLEAU 41 - ABAQUE DONNANT LES RELATIONS RECIPROQUES ENTRE COEFFICIENT DE SELF - INDUCTION REACTANCE INDUCTIVE ET FREQUENCE

Les trois abaques suivants, sont d'une très grande utilité pratique en ce qu'ils permettent de calculer rapidement, sans aucune formule, le coefficient de self-induction, la réactance inductive ou la fréquence de résonance d'une bobine, si l'on connaît deux quelconques de ces facteurs.

Ces abaques sont établis pour toutes les valeurs comprises entre 0,002 microhenry et 2 000 henrys, entre 0,01 ohm et 10 mégohms et enfin, entre 1 hertz et 1 000 mégahertz.

Pour plus de clarté, un exemple d'utilisation est donné pour chacun d'eux. L'inconnue sera lue à l'intersection de la droite et de l'échelle correspondante. Ainsi que nous l'avons appris dans les leçons précédentes, la réactance d'une bobine est donnée par la formule:

$$X_L = 2 \pi F L$$

d'où l'on peut tirer:

$$L = \frac{X_L}{2 \pi F} \qquad \text{ou} \qquad F = \frac{X_L}{2 \pi L}$$

Prenons l'exemple indiqué sur le premier abaque. Supposons que nous devions calculer la réactance inductive, en Ω, d'une bobine dont le coefficient de self-induction est égal à 0,02 μH (fréquence de 78 MHz).

En appliquant la première formule indiquée plus haut, nous aurons:

$X_L = 2 \times 3.14 \times 78\,000\,000 \times 0.00000002 = 9{,}79$ ohms

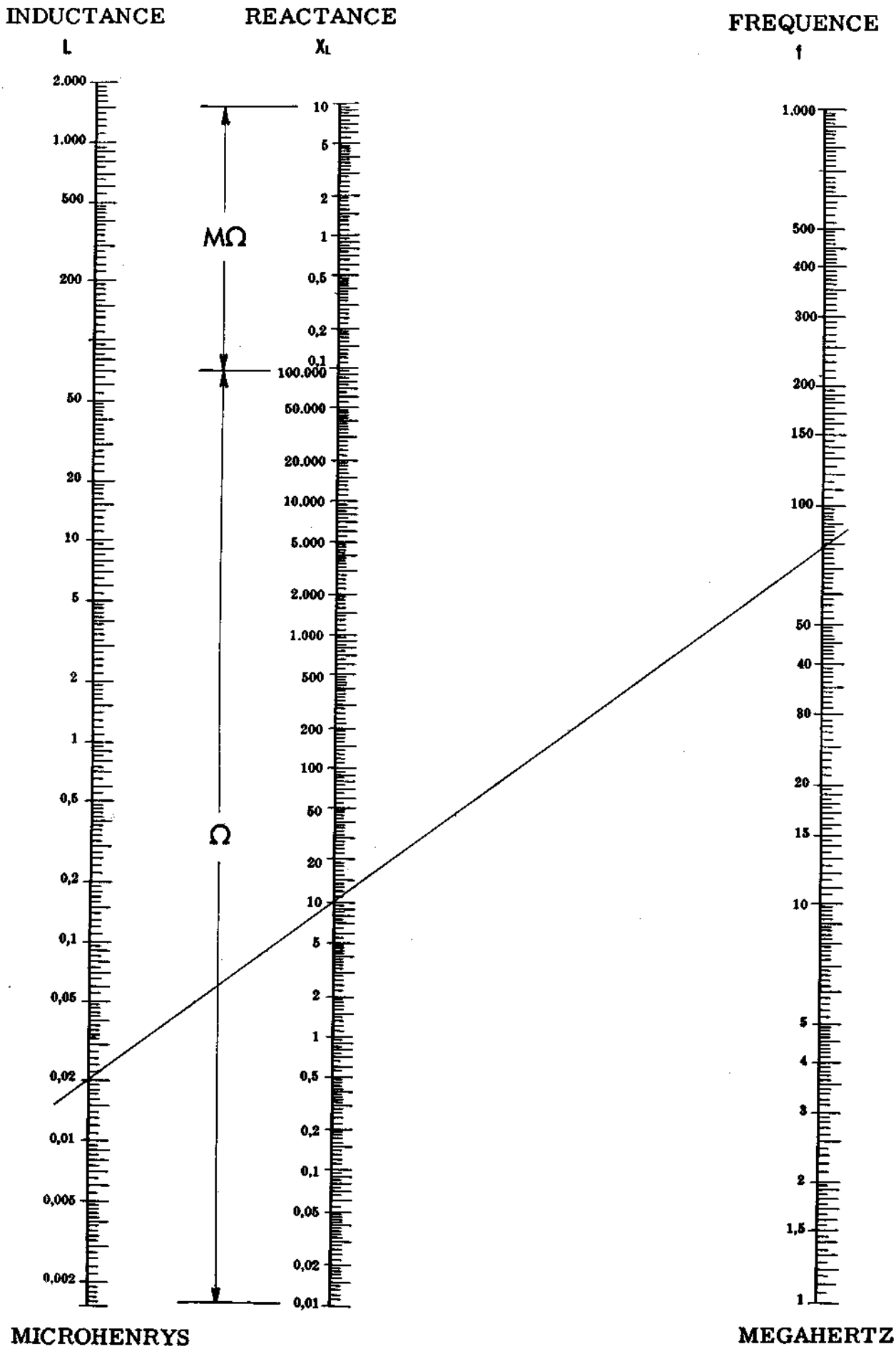
Si nous traçons sur notre abaque (premier exemple) la droite unissant la valeur 0,02 μH à 78 MHz, nous trouvons sur l'échelle des réactances, la valeur 10 qui correspond, avec une approximation suffisante à celle obtenue par le calcul.

Deuxième exemple, si nous devons calculer le coefficient de self-induction d'une bobine dont la réactance a une valeur de 2 000 ohms, à une fréquence de 10 kHz, nous nous servirons du deuxième abaque sur lequel nous tracerons une droite réunissant les deux valeurs connues, sur leurs échelles respectives; le point d'intersection de cette droite avec l'échelle de gauche nous donnera immédiatement la valeur cherchée, soit 30 mH.

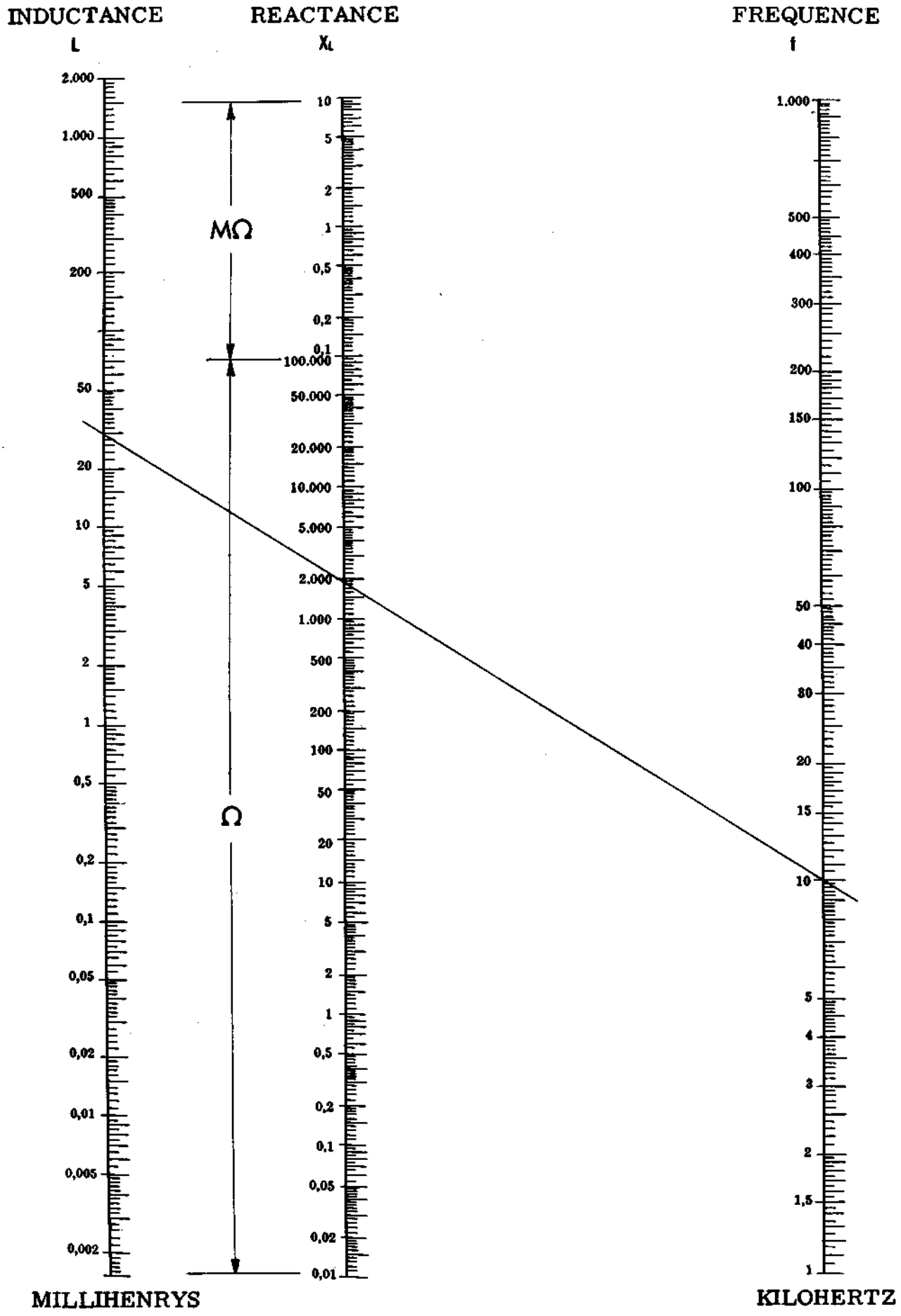
Troisième exemple. Si nous devons trouver la fréquence pour laquelle une bobine ayant un coefficient de self-induction de 2,08 H, présente une réactance de 650 ohms, nous choisirons le troisième abaque, sur lequel nous tracerons une droite réunissant les points correspondants aux valeurs ci-dessus et le point d'intersection de cette droite avec l'échelle de gauche nous indiquera la fréquence cherchée qui est 50 Hz.

Il est bien évident que l'application des formules donne des résultats plus précis que ceux fournis par les abaques; toutefois, pour les besoins de la pratique, les valeurs obtenues par la méthode graphique seront considérés comme très suffisants. Pour la clarté de l'exposé nous avons pris un exemple différent sur chaque, mais il est bien évident que chacun d'eux se prête indifféremment aux trois types de calculs.

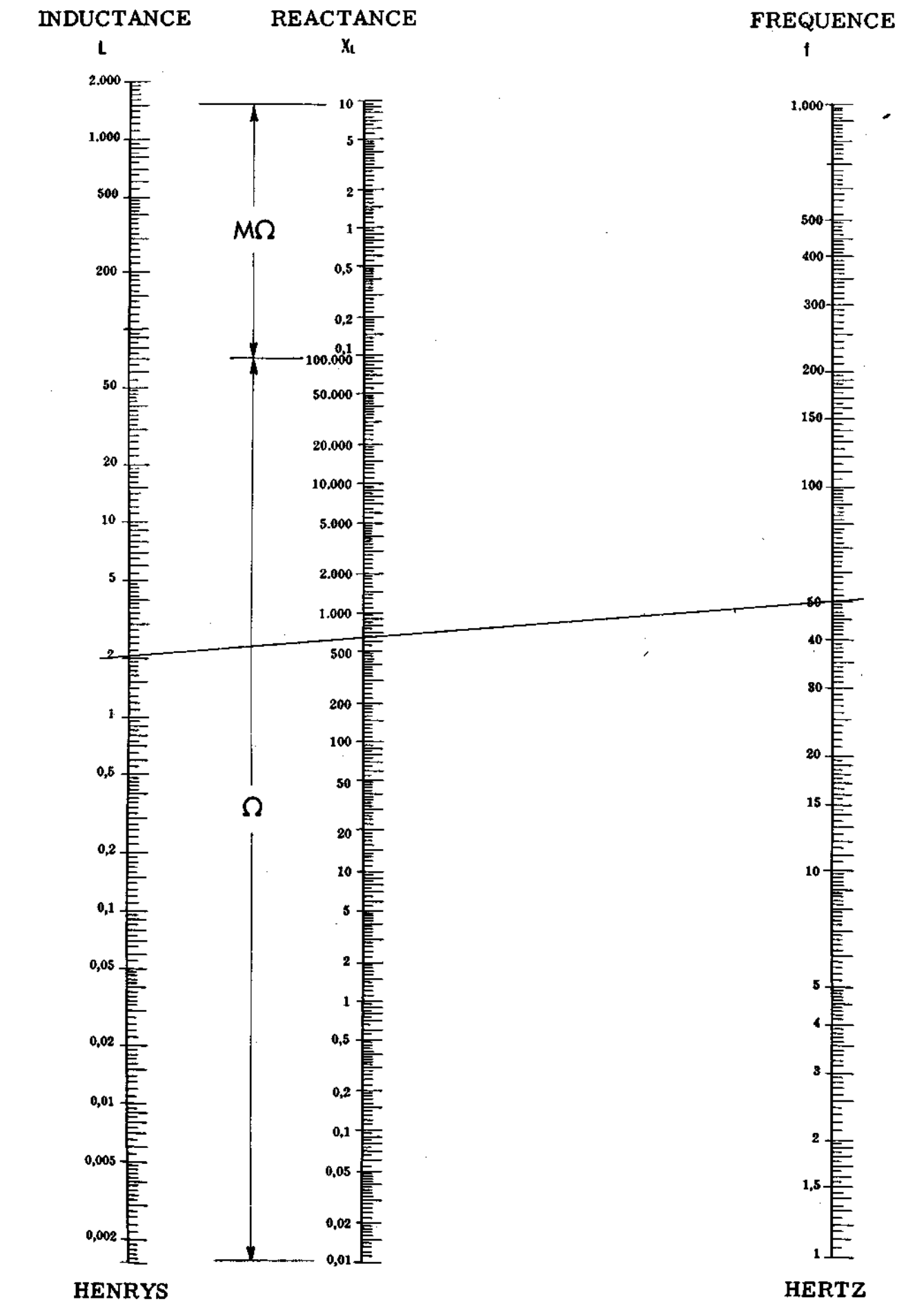
De 0,002 microhenrys à 2 000 microhenrys



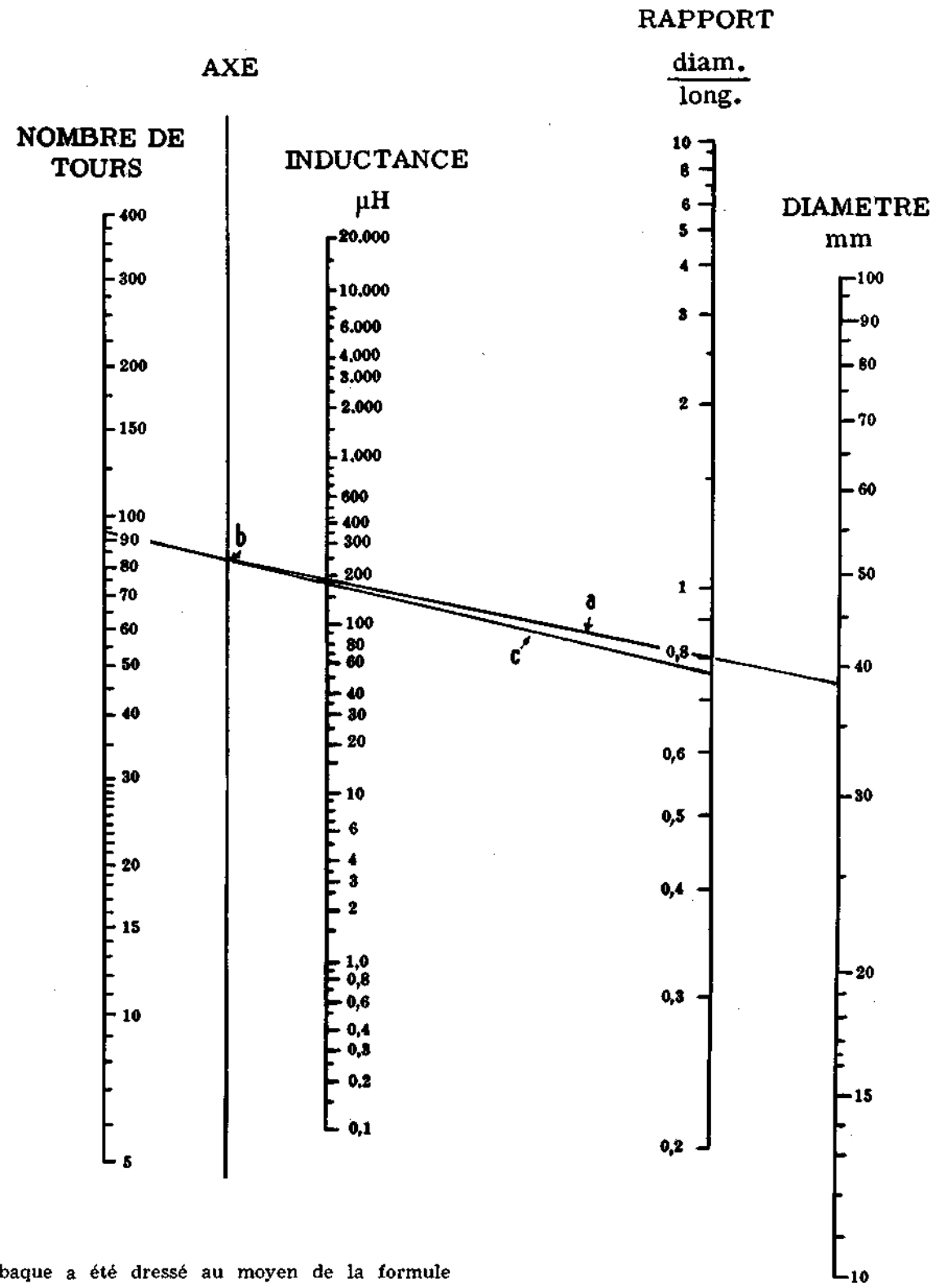
De 2 000 microhenrys (0,002 millihenry) à 2 000 millihenrys



De 2 000 millihenrys (0,002 henry) à 2 000 henrys



ABAQUE POUR LE CALCUL RAPIDE DES BOBINAGES CYLINDRIQUES A UNE SEULE COUCHE



Cet abaque a été dressé au moyen de la formule donnée dans la leçon précédente; il est d'un emploi très facile. L'exemple donné se rapporte au calcul effectué à la page 230.

Du point correspondant au diamètre (38 mm), on trace une droite (a) passant par le point correspondant à 185 µH sur l'échelle self-induction, ce qui nous donne le point b *sur l'axe de référence*. De ce point, nous traçons une deuxième droite (c) jusqu'en un point de l'échelle *rapport diam. / long.* correspondant à la valeur 38 : 50; soit de 0.76. En prolongeant cette droite (c) vers la gauche, elle coupe l'échelle *nombre de tours* au point 93, qui correspond au nombre de tours que devra comporter notre bobine.

Ce graphique est réversible et il sera possible, connaissant les dimensions de la bobine et le nombre de tours, de connaître la valeur de la self-induction en procédant à l'inverse de ce que nous avons fait plus haut. La section du fil à utiliser est donnée par le tableau publié à la page 232.

Leçon n° 31

LA CAPACITE

Après avoir examiné en détail, dans les leçons précédentes, deux éléments de base des circuits électroniques, qui sont, la résistance et l'inductance, nous allons maintenant étudier un troisième élément, non moins important: la capacité.

Nous savons déjà que l'inductance est du domaine magnétique, du fait que le courant passant dans une bobine crée tout autour d'elle un champ magnétique; la capacité, elle, est exclusivement du domaine électrique: la tension appliquée aux bornes d'un condensateur créant un champ électrique entre ses plaques.

Nous avons déjà employé des condensateurs — tant fixes que variables — lors de la construction des récepteurs de radio très simples décrits dans une leçon précédente; nous avions, alors, donné quelques indications sommaires sur leur aspect, leurs caractéristiques et leur principe de fonctionnement.

Partant de ces éléments déjà connus, dont certains seront répétés ici, nous allons développer complètement ce sujet, en lui donnant toute l'importance qu'il mérite.

CHARGE D'UN CONDENSATEUR

Le circuit série de la **figure 1** bis comprend un condensateur dont le diélectrique est l'air, un galvanomètre, un inverseur et une source de courant continu.

Les surfaces conductrices « A » et « B », sont les armatures du condensateur. Quand l'inverseur est dans la position *1*, elles sont toutes deux au même potentiel et contiennent un nombre égal de charges positives et négatives. Plaçons maintenant le contacteur dans la position *2*; les électrons se trouvant sur l'armature « A » sont attirés par le pôle positif de la pile et, en conséquence, cette électrode se charge positivement, c'est-à-dire qu'elle perd ses électrons. Le pôle négatif de la pile fournit à l'armature « B » un certain nombre d'électrons, la chargeant d'électricité négative, c'est-à-dire avec un excès d'électrons. Ces électrons ne peuvent passer à travers le condensateur étant donné que les armatures sont séparées par un bon isolant, l'air. C'est ainsi que, chaque fois qu'un condensateur est relié à une source de tension, il se charge immédiatement. La charge positive sur une des électrodes induit toujours une charge négative sur l'autre; ces charges, bien que de signes contraires, ont toujours la même valeur.

Le diélectrique — qui est un bon isolant — ne permet pas le passage du courant continu. Toutefois, lorsque l'inverseur passe de la position *1* à la position *2*, l'aiguille du galvanomètre accuse une brève déviation vers la droite, dénotant, ainsi, un passage instantané d'électrons de l'électrode « A » vers l'électrode « B ». On dit que le condensateur s'est « chargé » pendant ce court laps de temps.

Pendant le passage de ce courant, une différence de potentiel prend naissance aux bornes du condensateur, elle est égale à la tension de la pile. Une fois que cette tension est atteinte, le passage du courant cesse et le condensateur se trouve être complètement chargé. Le condensateur se charge donc sous une tension égale, mais de polarité opposée, à celle de la pile.

Les charges opposées de chacune des électrodes s'attirent réciproquement, mais ne peuvent venir en contact en raison de la présence du diélectrique. Les charges produisent dans celui-ci un champ électrique, représenté sur la figure par des lignes en pointillés. Ce champ représente l'énergie électrique emmagasinée dans le diélectrique même.

Enfin, si nous plaçons l'inverseur dans la position *3*, la source d'énergie est débranchée du circuit, mais le condensateur reste chargé, les électrons n'ayant aucune voie pour s'échapper.

DECHARGE D'UN CONDENSATEUR

Supposons maintenant que nous replaçions l'inverseur sur la position *1*. Au moment de la fermeture du circuit, on a un passage instantané de courant qui provoque la déviation de l'aiguille du galvanomètre vers la gauche. Ce courant passe dans le sens inverse du courant de charge, on dit que le condensateur s'est « déchargé ».

Les électrons en excès sur l'électrode « B » se déplacent vers l'électrode « A », jusqu'à ce que l'équilibre soit à nouveau réalisé, c'est-à-dire jusqu'à ce que les deux armatures soient redevenues neutres. Le courant cesse, alors, de passer et la différence de potentiel aux bornes du condensateur est nulle.

LE CHAMP ELECTRIQUE

Voyons, maintenant, d'une manière plus approfondie, ce qui se passe dans le diélectrique pendant la charge et la décharge d'un condensateur. Nous savons qu'une matière isolante ne contient que peu d'électrons libres; toutefois, les électrons des atomes d'un isolant peuvent être déplacés ou obligés de prendre

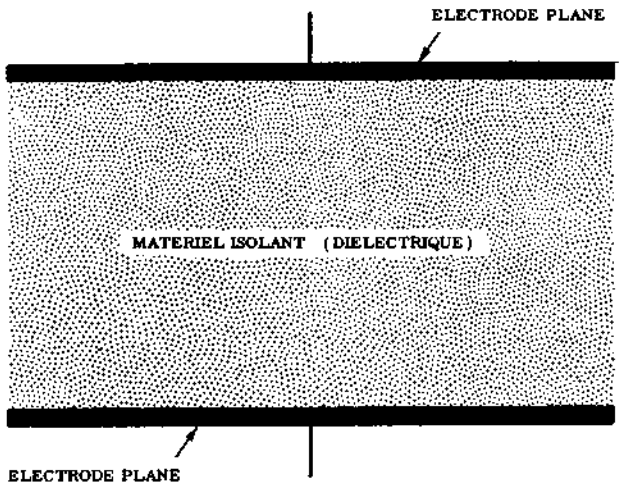


Fig. 1 - La figure illustre dans sa version la plus élémentaire, la structure d'un condensateur à électrodes planes, de laquelle dérive tous les divers types que nous examinerons en détail dans la prochaine leçon. Il est constitué de deux ou plusieurs blindages métalliques séparés par un matériau isolant dit diélectrique dont les propriétés sont décrites dans le texte.

une nouvelle position sur leur orbite lorsqu'on applique une tension électrique à l'isolant. Nous reportant à nouveau à la figure 1, nous noterons que les électrons de l'électrode « B » exercent, lorsque le condensateur est chargé, une force de répulsion sur les électrons des atomes du diélectrique. De même, l'électrode « A », chargée positivement, exerce une attraction sur ces mêmes électrons. Sous l'action de ces forces combinées, les électrons du diélectrique, quoique ne pouvant abandonner les orbites des atomes auxquels ils appartiennent, prendront une nouvelle position. Ces déplacements d'électrons produisent un faible et bref courant dans le diélectrique. Etant donné que ce courant est produit par le déplacement des électrons sur les orbites des atomes du diélectrique, on l'appelle **courant de déplacement.**

Lorsque la tension ayant servi à la charge du condensateur est supprimée, le condensateur reste chargé et les électrons déplacés dans le diélectrique restent sur leurs nouvelles positions, en état de tension. Lors de la décharge, ils reviennent à leurs positions primitives, ce qui donne lieu à un déplacement en sens inverse.

C'est parce que les électrons du diélectrique peuvent osciller d'avant en arrière, que les condensateurs permettent le passage du courant alternatif. Mais, comme ces électrons ne peuvent se déplacer constamment dans une même direction, les condensateurs ne permettent pas le passage du courant continu.

CONSTANTE DIELECTRIQUE

Si, à la place de l'air, nous employons le mica, comme diélectrique, le passage du courant dans le circuit extérieur est plus important, le champ électrique, plus intense et l'énergie emmagasinée, plus grande. Ceci provient du fait que le mica et les autres isolants sont meilleurs conducteurs que l'air pour les lignes de force électrique.

Si nous chargeons sous la même tension, deux condensateurs ayant des armatures de dimensions égales, mais des diélectriques différents, nous trouverons que le nombre des lignes de force est différent pour chacun d'eux. Le rapport entre les lignes de force produites dans un isolant et le nombre de celles produites dans l'air s'appelle **constante diélectrique** ou *pouvoir inducteur spécifique* de cet isolant. Par exemple, si la constante de l'air est égale à 1, celle du mica est de 6 (en moyenne) et celle de l'huile de 2 environ.
Le pouvoir inducteur spécifique est représenté par la lettre K dans les équations relatives aux condensateurs.

La capacité d'un condensateur peut relativement être comparée au volume d'un récipient. La quantité de liquide qu'il est possible d'introduire dans un récipient est fonction de ses dimensions; mais dans un condensateur, la quantité de charges électriques qui peut être emmagasinée ne dépend pas seulement des dimensions de ses armatures, elle dépend aussi pour une large part de la constante ou pouvoir inducteur spécifique du diélectrique. C'est ainsi que la capacité d'un condensateur à armatures planes, employant le mica comme diélectrique, est plus de six fois supérieure à celle d'un condensateur de dimensions identiques dont le diélectrique est l'air.

APPLICATION DES CONDENSATEURS AUX CIRCUITS

Pendant la charge ou la décharge d'un condensateur, le passage du courant est instantané. Quand un condensateur se charge, la tension à ses bornes augmente progressivement, tout comme dans une chambre à air, la pression augmente au fur et à mesure qu'on la gonfle.

Quand une tension continue est appliquée aux bornes d'un condensateur, le courant passe tant que la tension augmente (de sa valeur initiale à celle de la source d'énergie). Ce n'est que pendant la durée de cette augmentation de tension que le galvanomètre indique le passage d'un courant dans le circuit. Quand on applique une tension alternative à ce même condensateur, le courant passe d'une manière continue entre les deux électrodes, puisque, comme nous le savons, une tension alternative varie continuellement d'amplitude. C'est ainsi qu'un condensateur permet le

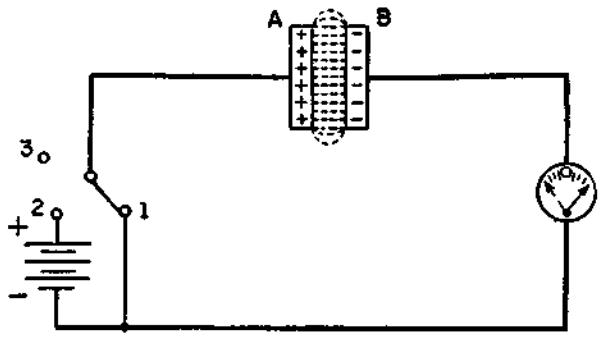


Fig 1 bis - Circuit de démonstration de la charge d'un condensateur. Avec le contacteur dans la position « 1 » les armatures « A » et « B » sont toutes deux au même potentiel (elles sont neutres). En plaçant le contacteur sur la position « 2 », la charge se produit; sous l'effet du courant de la pile, les électrons vont de « A » au pôle positif de la pile, tandis que celle-ci fournit des électrons à « B ». Le galvanomètre, en cet instant, indique le brusque passage d'un courant, ce qui dénote que le condensateur se charge. En plaçant le contacteur sur la position « 3 », le circuit est ouvert et le condensateur reste chargé.

passage d'un courant dans le circuit quand la tension varie à ses bornes.

Etant donné qu'un condensateur laisse passer le courant alternatif et arrête le courant continu, on peut en conclure que son action est inverse de celle d'une inductance, qui laisse passer le courant continu et oppose une forte résistance au passage du courant alternatif.

Les condensateurs sont employés pour divers usages. Dans certains circuits, par exemple, il faut empêcher le courant alternatif de passer dans certains éléments; dans ce cas, on branche un condensateur de « *découplage* » (en anglais « by pass ») **en parallèle** sur ces éléments; le courant alternatif passera plus facilement par le condensateur que dans l'élément du circuit à protéger. Nous avons déjà rencontré un cas de ce genre lors de la description des récepteurs à cristal. Le lecteur se rappellera qu'un condensateur de découplage (de fuite) pour la Haute Fréquence est placé, après le détecteur, aux bornes du casque; il a pour objet d'éviter que la H.F. ne passe dans les écouteurs, ce qui aurait pour effet de nuire à la stabilité et à la qualité de la réception.

Le courant continu, par contre, passe normalement dans un circuit « découplé », car le condensateur mis en parallèle n'affecte en rien le passage de ce type de courant qui ne peut le traverser.

Dans d'autres circuits, il est nécessaire, par contre, d'empêcher le passage du courant continu dans un élément déterminé. Dans ce second cas, un condensateur mis *en série* avec cet élément bloque le courant continu, tout en permettant le passage du courant alternatif.

UTILISATION DES CONDENSATEURS

On utilise les condensateurs pour remplir deux fanctions différentes. La première consiste à les employer pour emmagasiner de l'énergie. Quand un condensateur est chargé, nous avons dit qu'une électrode accumule un excès d'électrons, tandis que l'autre en perd, puisque les électrons ne peuvent traverser le diélectrique. Mettant à profit cette possibilité de stockage d'énergie, on peut *1*) charger un condensateur au moyen d'une pile ou de toute autre source de courant continu, *2*) maintenir cette charge pendant le temps désiré, ou bien *3*) contrôler le temps de charge et de décharge.

La seconde fonction des condensateurs consiste en leur utilisation comme éléments de couplage. Dans ce cas, on met à profit la propriété qu'ils ont de laisser passer le courant alternatif, tout en bloquant le courant continu. Il convient de remarquer que, lorsque nous disons que le courant alternatif traverse le condensateur, il ne s'agit pas, à proprement parler, d'un véritable courant électronique circulant à travers le diélectrique. On a, en réalité, un courant d'électrons qui se déplacent en avant et en arrière de l'armature et, par suite, le courant traversant le condensateur est un courant de déplacement. L'amplitude de celui-ci est égale à celle du courant d'électrons; toutefois, on dit couramment que le courant alternatif passe à travers un condensateur.

L'opposition que présente un condensateur au passage du courant est inversement proportionnelle à la fréquence, c'est-à-dire que la résistance opposée diminue quand la fréquence augmente. Dans un circuit convenablement étudié, un condensateur de couplage (ou condensateur de liaison) doit permettre le passage du courant alternatif (dans les limites des fréquences de fonctionnement du circuit) sans atténuation appréciable. Dans ce cas, une chute de tension minimum se produit à ses bornes et presque toute la tension alternative utile, dite **tension du signal**, se retrouve aux bornes de la charge d'utilisation.

Les points les plus importants à retenir, en ce qui concerne les condensateurs employés comme dispositifs de couplage ou de liaison, sont les suivants:

1) Le signal (courant alternatif) traverse le condensateur à la vitesse de la lumière et avec une perte d'amplitude négligeable.
2) Les deux armatures du condensateur suivent les variations du signal quasi instantanément.
3) La chute de tension aux bornes du condensa-

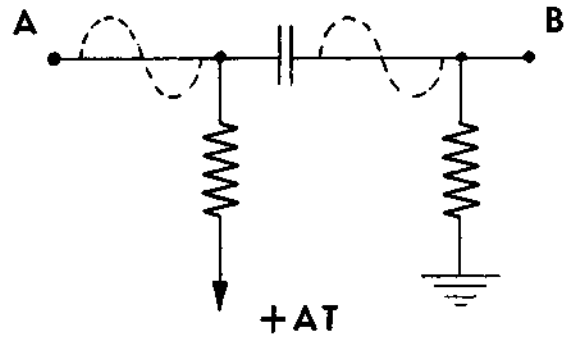


Fig. 2 - Parmi les multiples emplois des condensateurs figure la « liaison » ou le « couplage » entre deux circuits. On utilise, ici, le fait qu'un condensateur permet le passage du courant alternatif, tout en empêchant celui du courant continu. Dans ce schéma, on trouve en «A » un courant continu (en provenance du point « +AT » et, simultanément, un courant continu est bloqué. Ce type de circuit est fréquemment employé en électronique.

teur est négligeable.

4) Pendant la durée du cycle du courant alternatif, la charge et la décharge du condensateur ne sont pas appréciables.

La **figure 2** illustre un circuit de liaison entre les deux points *A* et *B*. Le signal présent en *A* passe à travers le condensateur sans subir de changement de phase ou de variation d'amplitude. Le condensateur se comporte comme un véritable conducteur pour le signal. Il faut, en outre, signaler que le condensateur, dans le circuit de la figure 2, joue un autre rôle: il empêche le courant continu (+AT) alimentant le point *A*, de passer vers le point *B* qui est au potentiel de la masse.

UNITE DE CAPACITE

La propriété que possède un condensateur de permettre le passage d'un courant quand la tension appliquée à ses bornes varie, est fonction de sa **capacité.**

La capacité d'un condensateur se mesure en farad, du nom du physicien anglais, Michel Faraday.

Un condensateur a une capacité de 1 farad quand une variation de 1 volt par seconde produit un courant de 1 ampère à travers le condensateur.

Le farad est une unité bien trop grande pour les usages pratiques et les condensateurs employés dans les circuits électroniques se mesurent en microfarads ou en picofarads (micro-microfarads). *Un microfarad est égal à la millionième partie d'un farad* (10^{-6} *farad*) *et un picofarad (micro-microfarad) à la millionième partie d'un microfarad* (10^{-12} *farad*).

La capacité d'un condensateur se mesure en farads, et dépend de trois facteurs: la surface des armatures, la distance entre ces armatures et la nature du diélectrique.

Les raisons en sont les suivantes:

1) La différence de potentiel entre les armatures d'un condensateur provoque la formation de lignes de flux électrique à l'intérieur du diélectrique. Ces lignes sont illustrées par les traits verticaux placés entre les électrodes du condensateur de la **figure 3-A**. Il apparait évident que, si la surface des armatures est augmentée, le nombre de lignes augmente en même temps et provoque le passage d'un courant plus important.
2) Si l'on rapproche les armatures, diminuant ainsi l'épaisseur du diélectrique, la distance que doivent parcourir les lignes de force devient moins grande et le courant passe sous une plus grande intensité. Pour cette raison, le condensateur illustré sur la figure 3-**B**, à l'extrême droite, a une capacité plus importante que celui de gauche.
3) Si dans un condensateur donné on remplace le diélectrique « air » par du mica, la capacité devient six fois plus grande, par le fait que la constante diélectrique, ou pouvoir inducteur spécifique, *K*, du mica est six fois plus forte que celle de l'air.

La capacité d'un condensateur à armatures parallèles est donnée par la formule:

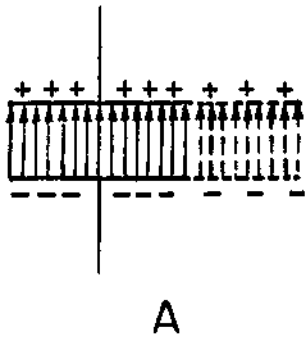
$$C = \frac{K\ A}{d} \times 0{,}0885$$

dans laquelle *C* est la capacité en picofarads (pF) ou micro-microfarads ($\mu\mu$F); *K*, la constante diélectrique, ou pouvoir inducteur spécifique, de l'isolant placé entre les armatures, *A* la surface d'une armature en cm² et *d* la distance, en cm, qui sépare les armatures c'est-à-dire l'épaisseur du diélectrique, le coefficient 0,0885 dépendant des unités.

On déduit de cette équation que la capacité d'un condensateur à armatures parallèles est: 1) directement proportionnelle à la surface des armatures opposées; 2) inversement proportionnelle à leur distance (c'est-à-dire à l'épaisseur du diélectrique) et 3) directement proportionnelle à la constante diélectrique *K*.

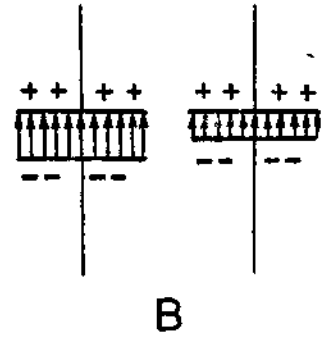
La capacité d'un condensateur peut être définie également en fonction de la quantité d'énergie qu'il peut emmagasiner lorsqu'on applique une différence de potentiel donnée à ses bornes. C'est ainsi que: **un condensateur ayant une capacité de 1 farad peut emmagasiner une charge de 1 coulomb quand la différence de potentiel est de 1 volt.**

En exprimant cette définition sous forme d'équa-



A

Fig. 3 A - La différence de potentiel existant entre les deux armatures produit des lignes de force — figurées par des flèches — à l'intérieur du diélectrique. Si l'on augmente la surface (partie en pointillé) le nombre des lignes de force augmente également.



B

Fig. 3 B - De deux condensateurs ayant la même surface d'armatures, c'est celui qui a le plus petit écartement (entre les armatures), c'est-à-dire le diélectrique le plus mince, qui laisse passer le plus de flux — sa capacité est donc plus forte.

tion, on a: $Q = CE$

dans laquelle Q est la quantité d'électricité emmagasinée en coulombs; C est la capacité du condensateur en farads et E la différence de potentiel en volts.

On en déduit qu'à tension égale, un petit condensateur ne peut emmagasiner qu'une charge inférieure à celle pouvant être reçue par un condensateur de plus grande capacité.

En électronique, il est pratiquement impossible de se trouver en présence d'une capacité d'une valeur de 1 farad, car cette capacité est énorme. Comme nous l'avons dit plus haut, les capacités sont de l'ordre du microfarad ou du picofarad.

TENSION DE SERVICE DES CONDENSATEURS

Pour décider du choix d'un condensateur destiné à remplir une fonction déterminée dans un circuit, il est nécessaire de considérer. 1) La valeur de la capacité requise pour le fonctionnement de ce circuit et 2) la tension à laquelle le condensateur sera soumis. Si cette tension est trop élevée, le diélectrique ne pourra la supporter et il se percera ou se carbonisera. Le condensateur sera, alors, en court - circuit et laissera passer le courant continu, ce qui peut avoir de graves conséquences pour les autres éléments du circuit. C'est pourquoi chaque type de condensateur est prévu pour fonctionner sous une tension qu'il ne faut pas dépasser.

La **tension de service** d'un condensateur (T.S.) est la tension maximum qui peut être appliquée d'une manière continue à ses bornes sans risquer de l'endommager. Elle dépend: 1) de la nature du diélectrique et, 2) de l'épaisseur de celui-ci.

Comme nous le savons, la capacité d'un condensateur diminue quand augmente l'épaisseur du diélectrique; en conséquence, un condensateur pour haute tension — dont le diélectrique est forcément plus épais — devra avoir des armatures d'une plus grande surface que celles qui sont nécessaires à un condensateur de même capacité, prévu pour fonctionner sous des tensions plus faibles — dont le diélectrique sera plus mince.

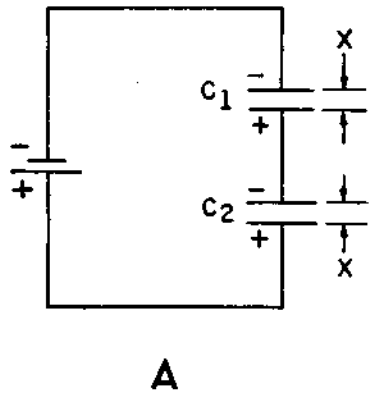
La tension maximum dépend également, dans une certaine mesure, de la fréquence de travail, car les pertes dans le diélectrique, et l'échauffement qu'elles provoquent, augmentent avec la fréquence de la tension appliquée aux bornes du condensateur.

Un condensateur prévu pour fonctionner sous une différence de potentiel de 500 V, en courant continu, ne peut fonctionner, avec la même sécurité, en courant alternatif de même valeur efficace. En effet — nous l'avons vu dans une leçon précédente — une tension alternative varie de 0 à sa tension maximum, cela deux fois par cycle; c'est cette tension de crête qu'il faut prendre en considération. Dans le cas mentionné ci-dessus, étant donné qu'un courant alternatif dont la tension efficace est de 500 V a une tension de crête de 707 V, ($500 \times \sqrt{2}$) il est évident qu'un condensateur prévu pour fonctionner sur ce courant alternatif devra avoir une tension de service minimum de 750 V. La valeur de la tension de pointe que peut atteindre un courant continu pulsé est incertaine; on choisira donc, dans ce cas, un condensateur ayant la même marge de sécurité que celle prévue pour le courant alternatif, c'est-à-dire que sa tension de service devra être de 50% plus élevée que la tension efficace. D'une manière générale il faut s'assurer que la tension de service d'un condensateur soit toujours plus grande que la plus forte tension présente dans le circuit dont il fait partie.

CONDENSATEURS EN SERIE

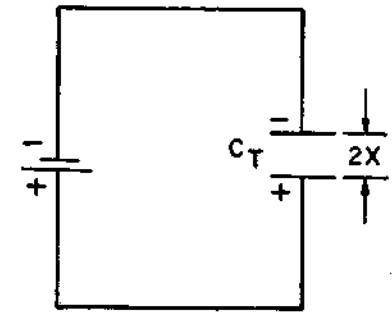
Quand plusieurs condensateurs sont branchés en série, la capacité totale de l'ensemble est égale à celle qu'aurait un condensateur unique ayant la même surface que le plus petit d'entre eux, mais avec un diélectrique de plus forte épaisseur. Nous savons que, si nous maintenons constante la surface des armatures, la capacité sera d'autant plus faible que le diélectrique sera plus épais. C'est ainsi que, dans le cas de condensateurs en série, la capacité totale est inférieure à celle du condensateur ayant la plus petite capacité.

La **figure 4-A** montre deux condensateurs branchés en série. Chacun d'eux à un diélectrique d'épaisseur X. L'effet obtenu est le même que celui qui se produirait si nous éliminions les deux armatures internes (celles qui sont reliées ensemble) et que nous substituions,



A

Fig. 4 - En reliant en série deux condensateurs, C_1 et C_2, ayant chacun un diélectrique de même épaisseur, X, (figure A), on obtient le même effet qu'en utilisant un condensateur unique, C_T, (figure B) ayant un diélectrique d'épaisseur double, (2X); c'est-à-dire une capacité plus faible. Par contre, la tension de service de l'ensemble sera plus élevée.



B

ainsi, aux deux condensateurs, C1 et C2, un condensateur unique C_T ayant la même surface et un diélectrique 2X, égal à la somme des épaisseurs des deux diélectriques, comme la montre la figure 4-B.

La capacité totale d'un ensemble de condensateurs mis en série est donnée par la formule suivante:

$$\frac{1}{C_T} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \ldots$$

Etant donné que l'épaisseur du diélectrique augmente quand les condensateurs sont en série, la tension de service de l'ensemble augmente également. Théoriquement, la tension de service de l'ensemble devrait correspondre à la somme des tensions de service de chacun des éléments, mais il convient de se rappeler que la tension aux bornes des condensateurs varie en fonction inverse de leur capacité.

Considérons un condensateur de 0,1 microfarad en série avec un autre de 0,2 microfarad, sous une tension alternative de 300 V. Le premier aura à ses bornes une tension de 200 V, c'est une supposition, tandis que l'autre n'aura qu'une tension de 100 V. Toutefois la tension continue, éventuellement présente, se divise en proportion directe de la résistance ohmique des deux diélectriques, résistance qui n'est pas la même.

En effet, d'une manière générale, les qualités d'isolement d'un condensateur diffèrent sensiblement d'un échantillon à un autre, même si les deux capacités sont d'égales valeurs; il est alors évident, que la tension continue aux bornes de chacun d'eux ne sera pas la même. L'exemple suivant nous permet d'illustrer ce fait: supposons que deux condensateurs de 0,1 µF - 500 V, soient branchés en série et qu'une tension continue de 1 000 volts soit appliquée aux bornes de l'ensemble. Si la résistance au courant continu de l'un est de 45 mégohms et celle de l'autre de 15 mégohms, la tension aux bornes du premier sera trois fois plus grande que celle aux bornes de l'autre. C'est ainsi que ces deux condensateurs ayant la même tension de service de 500 volts ne peuvent être branchés en série sans précautions spéciales, lorsque la différence de potentiel auquelle est soumis l'ensemble est de 1 000 volts. En effet, le premier aurait une tension de 750 volts entre ses armatures, tandis que le second n'aurait que 250 volts. Cela signifie que le condensateur présentant la plus grande résistance serait rapidement détérioré et, qu'ensuite, la tension de 1 000 volts se trouverait toute entière aux bornes du second qui ne tarderait pas à claquer également. On peut éviter un tel inconvénient en branchant, en parallèle sur chaque condensateur, une résistance de valeur relativement basse, par rapport à celle des condensateurs, soit 1 mégohm, par exemple.

Quand les condensateurs sont utilisés pour bloquer une tension continue, leur résistance devient un facteur important. C'est ainsi que, par exemple, la pratique enseigne que pour un condensateur de liaison la résistance offerte par le condensateur au passage du courant continu, doit être supérieure à 50 mégohms; si elle est inférieure, le condensateur doit être remplacé.

CONDENSATEURS EN PARALLELE

Le branchement de condensateurs en parallèle équivaut, pratiquement, à augmenter la surface des armatures (**figure 5**). Puisque l'augmentation de la surface entraine une augmentation de la capacité, la capacité totale d'un ensemble de condensateurs montés en parallèle est égale à la somme des capacités individuelles. C'est ainsi que l'on a:

$$C_T = C_1 + C_2 + C \ldots$$

On notera en passant que, tandis que **les condensateurs en série se comportent, en ce qui concerne la valeur résultante, comme les résistances en parallèle. les condensateurs en parallèle se comportent, réciproquement, comme les résistances en série.**

La tension de service d'un groupement de condensateurs en parallèle est égale à celle du condensateur ayant la plus faible tension de service.

LES CONDENSATEURS DANS LES CIRCUITS A COURANT CONTINU

Nous avons déjà vu les effets d'un champ magnétique sur un circuit inductif. Quand un courant continu

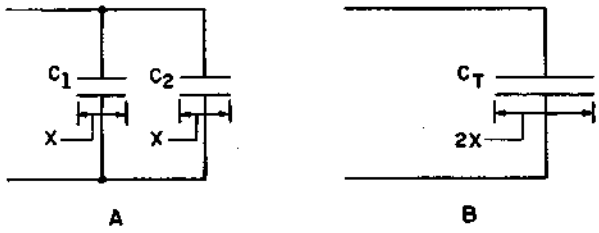


Fig. 5 - En reliant en parallèle deux condensateurs, C_1 et C_2, ayant tous deux la même surface d'armatures, X, (figure A), on obtient le même effet qu'en employant un condensateur unique, C_T, ayant une surface égale au double de la surface de chaque condensateur (2X); la capacité totale sera donc plus grande. La tension de service sera égale à celle du condensateur ayant la tension la moins élevée.

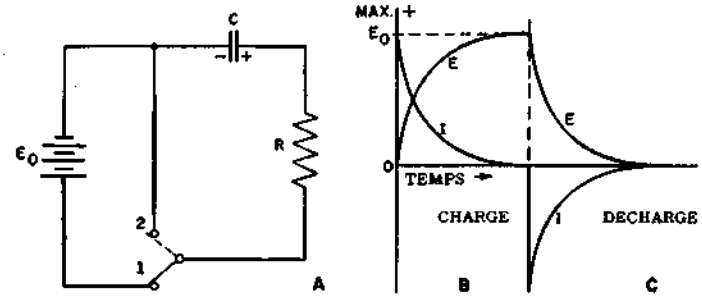


Fig. 6 - En plaçant l'inverseur dans la position « 1 », le condensateur se charge à la tension de la pile. Le courant de charge, maximum à l'instant de la fermeture du circuit, diminue graduellement (figure B) au fur et à mesure qu'une tension, de signe opposé à celle de la pile, prend naissance aux bornes du condensateur. La charge cesse quand ces deux tensions sont égales.

est appliqué brusquement à une bobine, le champ magnétique qui se développe fait que le courant est en retard sur la tension. Nous savons aussi qu'il se produit, dans le bobinage, un potentiel opposé, proportionnel aux variations du courant, qui atteint sa valeur maximum quand ces variations sont très rapides. Nous savons également que, quand le champ magnétique cesse brusquement, le courant décroit d'une manière exponentielle et atteint progressivement la valeur zéro, car la f.e.m. induite tend à le maintenir pendant un certain temps. C'est à cause de ce phénomène, qu'une inductance s'oppose aux variations du courant qui la parcourt.

Le condensateur produit, quand à lui, un effet contraire à celui d'une inductance. C'est ainsi, qu'il ne permet le passage du courant que lorsque la tension présente à ses bornes a une amplitude variable. Quand un condensateur est relié à une pile, le courant qui se manifeste au moment même du branchement a l'intensité maximum, parce qu'il n'y a, dans le condensateur, aucune charge électrique pouvant s'opposer au potentiel de la source.

Considérons, maintenant, le circuit - série de la **figure 6-A.** Quand l'inverseur est dans la position *2*, le condensateur n'est pas chargé et la tension à ses bornes est égale à zéro. Quand on passe sur la position *1*, le condensateur commence à se charger. Au premier instant il oppose une réactance tellement faible qu'elle équivaut pratiquement à un court-circuit; la seule opposition rencontrée par le courant étant celle de la résistance *R*, le courant atteint immédiatement la valeur $I = E : R$. A mesure que le condensateur se charge, une tension opposée à celle de la batterie se développe à ses bornes. Cette tension s'oppose donc au passage du courant et celui-ci, en conséquence, diminue graduellement au fur et à mesure que la tension augmente. Quand, enfin, la tension opposée atteint la même valeur que celle de la pile, le courant cesse de passer (figure 6-**B**). Il convient donc de noter que, pendant la charge d'un condensateur, le courant passant dans le circuit a une intensité maximum au début, puis retombe graduellement à zéro.

Plaçons, maintenant, l'inverseur dans la position 2; le condensateur, qui était chargé à une tension égale à celle de la pile, se décharge et le courant passe en direction opposée à travers la résistance. Le courant de décharge a une intensité maximum au moment même où l'inverseur ferme le circuit et cette intensité maximum est égale à celle que nous avons constatée au début de la charge. Ce courant de décharge passe en direction opposée à celui de la charge et son intensité diminue graduellement jusqu'à la fin de la décharge, comme le montre les courbes représentant la tension et l'intensité (figure 6-C).

L'allure de la courbe de décharge est identique à celle de la courbe de charge, ce sont des courbes exponentielles.

Comme le montre la figure 6, quand une source de tension continue est appliquée brusquement à un circuit capacitif, la tension aux bornes du condensateur n'atteint pas immédiatement sa valeur maximum: elle le fait graduellement. Le temps nécessaire pour que le potentiel du condensateur atteigne celui de la source, est fonction de la résistance du circuit et de la capacité du condensateur. La résistance en série du circuit de la figure 6, limite la valeur de l'intensité maximum pouvant passer dans le circuit. C'est pourquoi la résistance du circuit est un facteur important conditionnant le temps de charge et de décharge du condensateur lui-même.

Rappelons-nous que le produit de la résistance (en ohms) par la capacité (en farads) est la constante de temps du circuit: elle s'exprime en secondes et, comme nous le savons, elle représente le temps nécessaire pour que la tension aux bornes du condensateur atteigne les 63,2% de la tension appliquée au circuit.

LES CONDENSATEURS DANS LES CIRCUITS A COURANT ALTERNATIF

Ainsi que nous l'avons expliqué plus haut, un condensateur placé en série dans un circuit parcouru par du courant continu empêche le passage de celui-ci, à l'exception du courant instantané se produisant au mo-

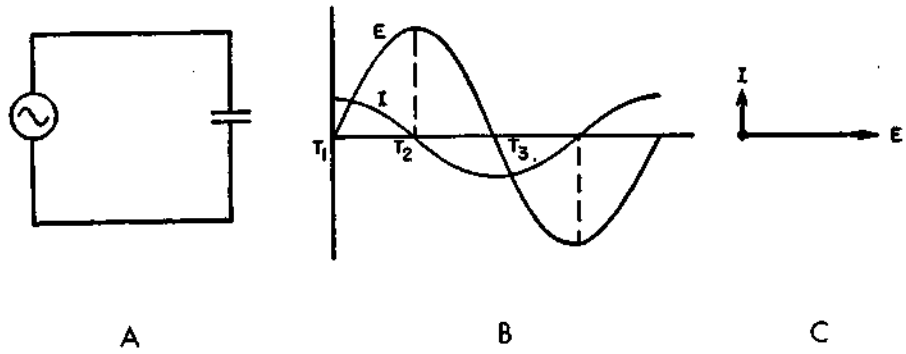


Fig. 7 - Une source de courant alternatif (figure A) fournit la tension « E » (figure B), à un condensateur. A l'instant « T_1 » la tension est nulle (et le courant a son intensité maximum), et « T_2 » la tension « E » atteint son maximum (et le courant est nul). Le même phénomène se répète pour l'alternance négative. Il en résulte que le courant est en avance de 90° sur la tension, comme le montre la représentation vectorielle de la figure C.

ment où l'interrupteur est fermé. Au contraire, dans un circuit parcouru par du courant alternatif, étant donné que le courant et la tension varient continuellement d'amplitude et s'inversent périodiquement, le courant passe constamment dans le circuit.

La **figure 7** représente une source de courant alternatif en série avec un condensateur. L'allure sinusoïdale du courant fourni par l'alternateur est visible sur la section **B** de la figure. A l'instant T_1, la tension E est égale à zéro, tandis que le courant I atteint sa valeur maximum.

A l'instant T_2, par contre, E est maximum (mais tend à redescendre à zéro), tandis que le courant I, à travers le condensateur, est nul. A l'instant T_3, E est à nouveau égal à zéro (mais tend vers son maximum en direction négative), tandis que l'intensité I atteint son maximum, dans le sens négatif. Il faut donc noter que l'intensité I du courant passant dans le circuit est en avance de 90° par rapport à la tension E. La figure 7-C en donne la représentation vectorielle.

Dans un circuit capacitif, le courant est en avance de 90° sur la tension. Ceci est exactement l'opposé du phénomène se produisant dans un circuit inductif dans lequel, nous l'avons vu, la tension est en avance de 90° sur le courant.

Un bon moyen pour se rappeler les relations de phase entre le courant et la tension, dans les deux cas, consiste à retenir les mots « **ELI** » et « **ICE** ». Dans le « *ELI* », la lettre « *L* » représente l'inductance; la lettre « *E* » placée au début signifie que la tension précède le courant I à travers une inductance. Dans le mot « *ICE* », la lettre « *C* » représente la capacité; le « *I* » placé au début signifie que le courant précède la tension « *E* » à travers un condensateur.

REACTANCE CAPACITIVE

Bien que permettant le passage du courant alternatif, un condensateur lui présente une certaine opposition. L'opposition due à la capacité, dans un circuit, s'appelle la **réactance capacitive**. L'unité de mesure de la réactance capacitive est l'ohm et son symbole est X. Comme nous l'avons vu, le courant passant dans un circuit capacitif dépend de la valeur de la capacité, de la tension appliquée et de la fréquence de cette tension. C'est ainsi que l'on a: $I = 2\pi F C E$

dans laquelle I est l'intensité du courant en ampères, F la fréquence en hertz (cycles ou périodes par seconde), C, est la capacité en farads et E la tension en volts.

Sachant que: $\omega = 2\pi F$

On a: $I = \omega C E$

Le rapport entre la tension aux bornes d'un condensateur et l'intensité du courant qui le traverse constitue l'opposition qu'il offre au courant, c'est-à-dire la réactance capacitive, X_C, en ohms. On a donc:

$$X_C = \frac{E}{I} = \frac{E}{\omega CE} = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi FC}$$

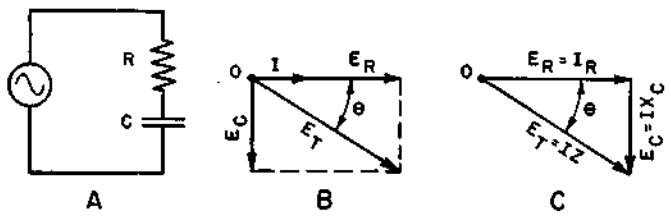
Notons que X_C est inversement proportionnel à la fréquence et à la capacité; c'est ainsi que, lorsque la fréquence ou la capacité augmentent, la réactance devient plus faible et l'intensité du courant qui passe dans le circuit devient plus grande.

RESISTANCE ET CONDENSATEUR EN SERIE

L'opposition totale au courant dans un circuit en série, comportant une résistance et un condensateur, est formée par la combinaison de la résistance R et de la réactance capacitive X_C et constitue l'**impédance**, qui se mesure également en ohms.

Considérons une résistance R et un condensateur C reliés en série avec un alternateur (source de courant alternatif) comme représenté sur la **figure 8-A**. Dans un circuit-série, l'intensité du courant est la même en tous les points, de même que sa phase; toutefois, les chutes de tension aux bornes des deux éléments ne sont pas égales et, en outre, elles sont déphasées de 90°.

La tension E est en phase avec le courant I à travers la résistance R, tandis que la tension E, aux bornes de C, est en retard de 90° par rapport à I. Ces tensions sont représentées sur la figure par des vecteurs polaires; l'intensité I, constituant le vecteur horizontal de référence.



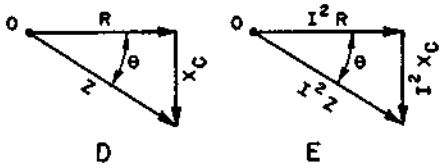


Fig. 8 - Condensateur et résistance en série. Représentations vectorielles indiquant le comportement des tensions et des courants.

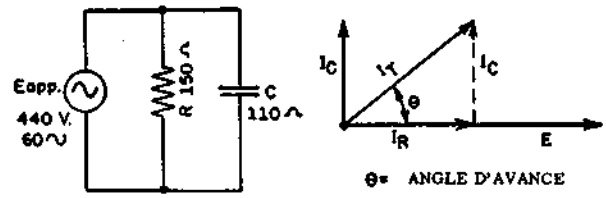


Fig. 9 - Condensateur et résistance en parallèle. Le courant « I_R » est en phase avec la tension «E », son vecteur est donc sur l'axe horizontal. Le courant « I_C », par contre est en avance de 90°. En résolvant par la méthode du triangle-rectangle, on trouve le courant total « I_T », ainsi que la valeur de l'impédance « Z_T ».

Du moment que les tensions sont déphasées, il faut en effectuer la somme vectorielle pour obtenir la résultante. Comme on peut le voir sur le dessin (figure 8-C), la tension totale, ou tension résultante, E_T, est l'hypoténuse d'un triangle rectangle dont E_r et E_c forment les côtés. On a donc:

$$E_t = \sqrt{E_r^2 + E_c^2}$$

L'impédance d'un circuit en série de ce type peut se calculer en fonction de la tension résultante E_T et du courant de ligne I, ce qui donne:

$$Z = \frac{E_T}{I}$$

Représentons, maintenant, les tensions aux bornes des deux composants (R et C) en fonction de l'intensité du courant I et, respectivement, de la résistance R et de la réactance capacitive Xc. La chute de tension aux bornes de la résistance sera égale à $I \cdot R$ et celle aux bornes du condensateur sera égale à I Xc; la tension totale (ou tension résultante de la combinaison) sera égale à $I\,Z$ (figure 8-C).

Du moment que l'intensité du courant, I, se trouve dans tous les facteurs en présence, on peut l'éliminer et il est possible d'établir une équation, permettant de calculer la valeur de l'impédance en fonction des seules valeurs R et Xc. Le calcul est le suivant:

$$IZ = \sqrt{(IR)^2 + (IX_C)^2}$$

$$IZ = \sqrt{I^2 (R^2 + X_C^2)}$$

d'où:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

Cette dernière équation donne l'impédance du circuit en fonction de la résistance et de la réactance capacitive et, chose très importante, Z, R et Xc sont toutes exprimées en ohms.

RESISTANCE ET CONDENSATEUR EN PARALLELE

Dans tous les circuits en parallèle, la tension aux bornes de tous les composants a la même valeur et la même phase; c'est ainsi que, dans la représentation vectorielle, la tension sera prise comme vecteur de référence.

La **figure 9** représente un circuit constitué par un condensateur et une résistance placés en parallèle sur un générateur de courant alternatif.

Le courant passant dans la résistance est en phase avec la tension; elle est représentée sur l'axe du vecteur E (0°). Le courant passant dans le condensateur est, au contraire, en avance de 90° sur la tension et est représenté par un vecteur placé à 90°, dans le sens inverse de celui de la marche des aiguilles d'une montre, par rapport à l'axe de référence. L'intensité totale I_T est l'hypoténuse du triangle rectangle dont les côtés sont I_R et I_C. On a donc:

$$I_T = \sqrt{I_R^2 + I_C^2}$$

L'impédance de la combinaison en parallèle de R et C est donnée par:

$$Z = \frac{E}{I_R}$$

CAPACITE ET INDUCTANCE REPARTIES

Dans les circuits électroniques, outre l'inductance et la capacité propre des bobines et des condensateurs, on trouve ce que l'on appelle une *capacité* et une *inductance réparties* (ou distribuées) dues aux connexions, aux contacteurs, aux divers supports et autres composants. Cette capacité répartie et cette inductance répartie ont une valeur notable aux fréquences utilisées en radio.

Lorsque la fréquence du signal augmente, la réactance capacitive diminue et offre une moins grande résistance au passage du courant. C'est ainsi que, dans le domaine de la Haute Fréquence, on peut constater la présence de forts courants en des points où les courants à Basse Fréquence sont négligeables.

La réactance inductive augmente avec la fréquence. Un simple bout de fil, dont la réactance inductive est négligeable lorsque la fréquence est basse, peut avoir une résistance tellement grande, aux fréquences élevées, que le fonctionnement du circuit devienne impossible.

Leçon n° 32

LES CONDENSATEURS

Le condensateur type, celui à armatures parallèles, dont nous nous sommes occupés dans la leçon précédente, a été profondément modifié, au cours des années, pour aboutir à des réalisations industrielles variées couvrant les différents besoins de la technique.

Les condensateurs se divisent en deux classes principales, les condensateurs **fixes** et les condensateurs **variables**.

Les premiers sont employés dans les cas où une capacité de valeur constante est nécessaire au fonctionnement du circuit (découplage, liaison, filtrage,...), tandis que les seconds sont nécessaires là où il faut pouvoir accorder rapidement des circuits, sur des fréquences déterminées, à l'intérieur d'une gamme étendue.

Les condensateurs fixes sont généralement classés suivant la nature de leur diélectrique (air, papier, mica, céramique,...) tandis que les condensateurs variables, dont le diélectrique est presque toujours l'air, se distinguent suivant l'usage auquel ils sont destinés.

Les premiers comprennent donc les modèles isolés au papier, à l'huile, au mica, au plastique, les types céramiques, électrolytiques ou chimiques. Les seconds se subdivisent en condensateurs d'accord, compensateurs, ajustables ou condensateurs de neutrodynage.

Comme nous le verrons plus loin, il a été établi, pour certains types de condensateurs fixes, un code des couleurs — tout comme pour les résistances — permettant de reconnaître facilement la valeur de la capacité, la tolérance, la tension de service, etc...

LES CONDENSATEURS AU PAPIER

Le condensateur ayant du papier paraffiné comme diélectrique est très largement utilisé dans le domaine de la téléphonie, car il permet d'obtenir, sous un faible encombrement, des valeurs de capacité élevée; il trouve, également, de nombreuses applications en Radio et en électronique pour les capacités comprises entre 0,000 1 µF et 1 µF.

Le papier paraffiné a un pouvoir inducteur spécifique (ou constante diélectrique) de l'ordre de 3,5 et la tension de perforation varie entre 1 200 et 1 800 volts pour une épaisseur de 0,24 mm. Dans ce type de condensateur, les armatures sont formées par de longs rubans métalliques séparées par une bande de papier paraffiné, bobinés pour former un rouleau compact de forme cylindrique ou aplatie. Naturellement, il convient d'utiliser plusieurs couches isolantes afin d'éviter que les éventuelles imperfections du papier ne favorisent la perforation. Les types ainsi réalisés sont normalement employés dans les cas où la tension de service ne dépasse pas 1 000 volts. Il convient de noter qu'en raison du mode de construction (électrodes enroulées en spirale), chaque armature est active sur ses deux faces, chaque face de l'une étant en regard avec une des faces de l'autre: la surface active est donc égale au double de la surface d'une armature.

La **figure 1** montre la constitution interne d'un condensateur à papier du type plat et la **figure 2** représente un condensateur au papier cylindrique. Pour éviter que les électrodes ne se comportent comme une inductance (elles sont en effet enroulées comme un bobinage), les fils de la sortie — permettant de relier chaque armature au reste du circuit ne sont pas soudés seulement à une extrémité de l'électrode correspondante mais à chaque spire de celle-ci. A cet effet, on laisse déborder légèrement les armatures, de chaque côté, et les fils de sortie sont soudés en ces points. La soudure simultanée de toutes les spires d'une même électrode, entre elles, constitue pour les spires un court-circuit total, qui annule l'effet inductif souvent préjudiciable au bon fonctionnement des circuits. Un condensateur construit suivant ce principe est dit « *non-inductif* », ou « *non-selfique* ».

L'enroulement ainsi réalisé est ensuite enfermé dans un boîtier en matière isolante, ou en métal recouvert de matière isolante à l'intérieur, le tout étant imprégné et scellé à la cire ou au brai, pour éviter la pénétration de la poussière et de l'humidité.

D'une manière générale, les seuls condensateurs ayant une polarité déterminée sont les condensateurs électrolytiques ou chimiques (dont le diélectrique est liquide ou gélatineux); avec ce type de condensateurs il faut respecter la polarité indiquée et, il est bien évident qu'ils ne peuvent, en conséquence, être utilisés qu'en courant continu. Tous les autres types peuvent être branchés en dérivation (en parallèle) sur une source de courant alternatif, ou de courant continu pulsé, sans qu'il y ait lieu de tenir compte d'une quelconque polarité. Toutefois, les condensateurs fixes normalement employés dans les circuits parcourus par des courants alternatifs de fréquences relativement élevées, portent une marque indiquant l'armature extérieure; cette marque, placée à une extrémité du corps du condensateur consiste, généralement, en un anneau de couleur noire. Il indique que cette extrémité doit être reliée à la masse, ou en un point de potentiel H.F.

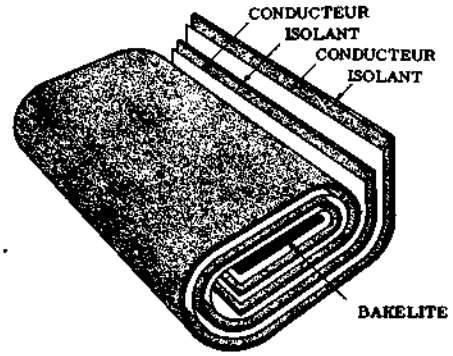


Fig. 1 - Eléments constitutifs d'un condensateur au papier de forme plate.

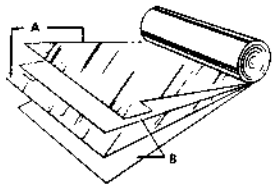


Fig. 2 - Condensateur cylindrique au papier. La lettre « A » désigne les feuilles métalliques formant les armatures et la lettre « B » les feuilles de papier servant de diélectrique.

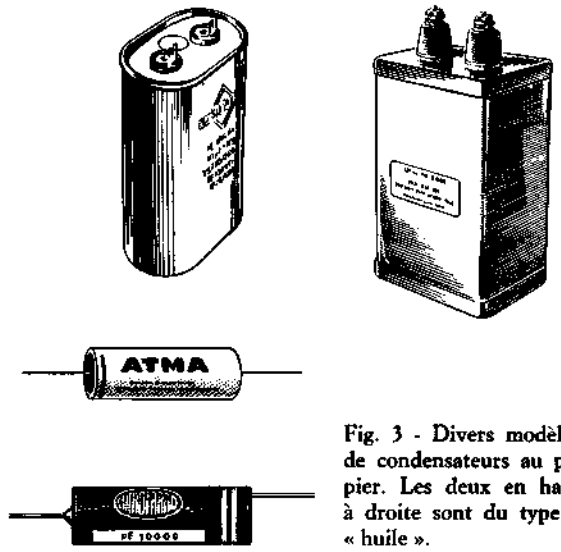


Fig. 3 - Divers modèles de condensateurs au papier. Les deux en haut à droite sont du type à « huile ».

nul, de manière à ce que l'armature externe forme blindage pour l'ensemble du condensateur. Dans le cas contraire, c'est-à-dire si l'armature interne était reliée à la masse, l'autre armature (enroulée vers d'extérieur) serait portée au potentiel de la tension alternative appliquée au condensateur et pourrait, ainsi, influencer, par rayonnement, les autres éléments du circuit placés à proximité.

Naturellement cette précaution est inutile si le condensateur est enfermé dans un boîtier métallique formant blindage, relié à la masse.

La **figure 3** montre divers types de condensateurs au papier sur lesquels on peut noter les diverses solutions adoptées en ce qui concerne les divers types de présentation, de bornes et le repérage de l'armature extérieure.

CONDENSATEURS A L'HUILE

Les condensateurs destinés à fonctionner sous des tensions élevées (plus de 1 000 volts), comme ceux utilisés dans les émetteurs, sont souvent immergés dans de l'huile. On notera, en consultant le tableau relatif aux caractéristiques diélectriques des diverses substances, que la tension de perforation (ou rigidité électrique) de l'huile est notablement inférieure à celle du papier; toutefois si celui-ci est imprégné d'huile il acquiert une caractéristique diélectrique bien meilleure et il peut être, alors, employé à la construction de condensateurs fonctionnant sous des tensions très élevées. Quand de tels condensateurs doivent supporter de forts courants, il convient de les placer loin de toute source de chaleur, en un endroit de l'appareil où la température, en cours de fonctionnement, reste peu élevée.

Il est également intéressant de noter que les condensateurs au papier dont la tension de service est élevée sont immergés dans l'huile pour éviter toute infiltration d'humidité, pour prévenir les oxydations et les courts-circuits et sont appelés pour cela condensateurs à l'huile, bien que celle-ci ne constitue pas le diélectrique, mais un simple moyen de protection. En effet, l'huile contribue à maintenir la constance de la capacité et la résistance aux perforations qui pourraient, sans cela dégrader sous les effets de l'eau salée ou des climats tropicaux.

En pratique, les condensateurs à l'huile se distinguent des condensateurs ordinaires au papier par le fait qu'ils sont enfermés dans un boîtier métallique étanche, avec sorties isolées sur stéatite ou perles de verre; la figure 3, à droite, montre l'apparence extérieure d'un tel condensateur.

Les gros condensateurs pour émetteurs puissants, dans lesquels le diélectrique est parfois le verre, sont également immergés dans de l'huile pour éviter les effluves entre les électrodes ou entre les bornes de sortie, qui pourraient se produire en raison de la tension de service très élevée.

CONDENSATEURS AU MICA

Les condensateurs au mica sont généralement de capacité assez faible, comprise entre 5 pF (picofarads) et 50 000 pF (soit entre 0,000 005 µF et 0,05 µF) et sont réservés aux circuits parcourus par la Haute Fréquence.

Etant donné que la constante diélectrique du mica est 5 à 6 fois supérieure à celle de l'air et que la tension de perforation (ou rigidité électrique) est très grande (2 000 V. environ une épaisseur de 0,02 mm), ce matériau, bien que très cher, est employé aussi pour la construction de condensateurs pour S.F. et haute tension (jusqu'à 7 500 volts). Leurs dimensions sont très réduites par rapport à celles des condensateurs au papier de même capacité et de même tension de service. La **figure 4** montre la vue en coupe d'un condensateur au mica de type classique, à forte capacité; les détails de construction sont parfaitement visibles. On y voit des couches alternées de mica et de minces feuilles métalliques comprimées et enfermées dans un boîtier ou enveloppe, en bakélite ou en matière plastique permettant d'obtenir un ensemble solide et parfaitement rigide.

Certains types de condensateurs au mica, de modèle économique, dont la capacité est inférieure à 2 000 pF, sont constitués par trois feuilles de mica, dont les deux

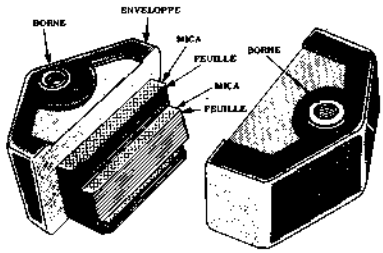


Fig. 4 - Condensateur au mica de capacité élevée, vu en coupe pour illustrer sa structure interne. On peut y voir la disposition des feuilles métalliques formant les armatures et des feuilles de mica.

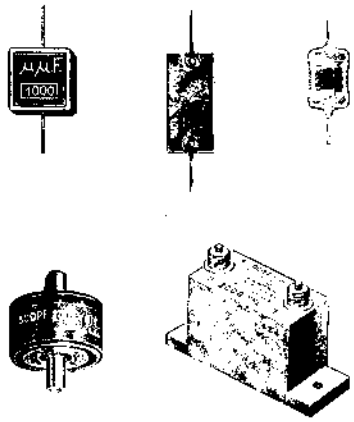


Fig. 5 - Divers modèles de condensateurs au mica pour récepteurs et émetteurs radio.

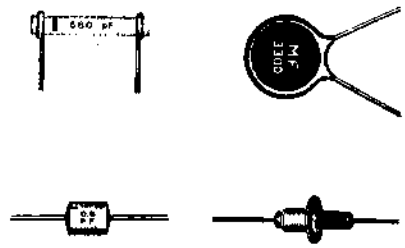


Fig. 6 - Types divers de condensateurs à diélectrique céramique pour récepteurs. Il existe également des modèles, à tension de service élevée, pour circuits à forts courants. Les condensateurs céramiques sont recommandés dans les circuits à haute fréquence à cause des faibles pertes qui les caractérisent dans ces applications de circuits.

placées à l'extérieur servent d'enveloppe de protection, tandis que celle interne, revêtue d'une couche métallique sur ses deux faces, constitue le condensateur proprement dit. Ces dépôts métalliques (argent, cuivre, aluminium) ne couvrent pas l'entière surface du mica; sur chacune des faces une des extrémités opposées est laissée libre pour permettre la fixation d'un rivet sur lequel est serti un fil de sortie. Ces deux rivets — chacun d'eux étant en contact avec une seule électrode — servent, également, à maintenir les deux feuilles externes; lesquelles, une fois le montage terminé, sont enrobées de vernis ou de cire qui protège l'ensemble. Les indications concernant la capacité et la tension de service sont portées en chiffres ou suivant un code de couleurs.

La **figure 5** montre un certain nombre de condensateurs au mica de types différents. On remarquera les formes particulières à chacun d'eux ainsi que les divers modes de connexions: fils à souder, cosses ou bornes.

CONDENSATEURS CERAMIQUES

L'emploi toujours plus grand de fréquences élevées, particulièrement dans le domaine de la télévision ou des communications sur Ondes Courtes, a conduit au développement des condensateurs céramiques. Ils sont presque toujours employés pour de faibles capacités, entre 0,5 et 2 200 pF (soit 0,000 000 5 µF et 0,0022 µF). Ils sont généralement constitués par un petit disque ou par un tube de céramique argentée formant, à la fois, le diélectrique et le support. Les connexions terminales sont fixées aux deux extrémités du cylindre, ou sur les deux surfaces du disque, lesquelles sont recouvertes d'un vernis à l'argent. Dans le type tabulaire, le vernis métallique est déposé sur les deux surfaces (interne et externe) de telle sorte que les deux couches métalliques forment les armatures, tandis que la céramique est le diélectrique.

En raison de leurs dimensions réduites, de leur formes et de leur marquage au moyen d'un code de couleurs, on confond, parfois, ces condensateurs avec les résistances auxquelles ils ressemblent étrangement. La **figure 6** représente certains modèles de condensateurs céramiques employés en réception.

Certains types de condensateurs céramiques peuvent supporter des puissances élevées ou de fortes tensions; leur dimensions sont, évidemment, plus importantes et leurs formes sont quelque peu différentes de celles illustrées plus haut. On en fait un usage extensif dans les émetteurs et autres appareils électroniques.

CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES OU CHIMIQUES

Au cours de notre étude sur les piles sèches, nous avons vu qu'un de leurs inconvénients consistait dans la polarisation de l'électrode positive; sur celle-ci, en effet, se forme un bouillonnement d'hydrogène lequel agissant comme un isolant, interrompt le passage du courant à travers la solution électrolytique. Puisque cette pellicule gazeuse forme un isolant entre deux conducteurs, une pile complètement polarisée peut être considérée comme un condensateur. C'est un phénomène analogue qui est la base du principe de fonctionnement des condensateurs électrolytiques ou des condensateurs chimiques. Si l'on immerge deux électrodes d'aluminium dans une solution électrolytique convenable, dans du borax (tétraborate de soude) par exemple, et qu'on les branche à une source de courant continu, on constate qu'une mince pellicule d'oxyde se dépose sur l'électrode positive et, qu'après quelques minutes, une couche isolante s'est formée qui empêche le passage du courant: c'est ainsi que se fabrique un **condensateur électrolytique**. La **figure 7** montre la vue, en coupe, d'un condensateur électrolytique classique dont l'enveloppe forme le pôle négatif, tandis que l'électrode positive est placée au centre. Sur celle-ci se forme une couche isolante (d'oxyde) et la solution, bonne conductrice de l'électricité, placée en contact direct se comporte comme une électrode négative. On peut en déduire que la dénomination de condensateur électrolytique est impropre, puisque l'électrolyte sert d'électrode, et non de diélectrique, et que l'enveloppe d'aluminium sert uniquement de récipient et de conducteur pour le pôle négatif. Si l'on inverse le sens

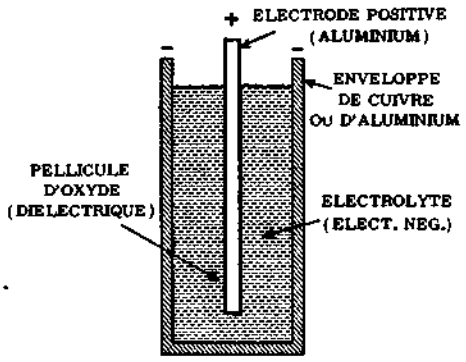


Fig. 7 - La figure montre les éléments essentiels d'un condensateur électrolytique: électrodes, électrolyte et pellicule d'oxyde constituant le diélectrique.

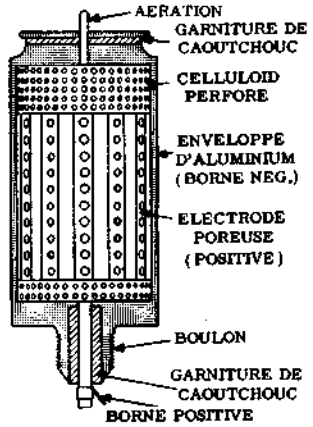


Fig. 8 A - Condensateur à électrolyte liquide, vu en coupe. Ce type est actuellement abandonné en raison des inconvénients qu'il présente.

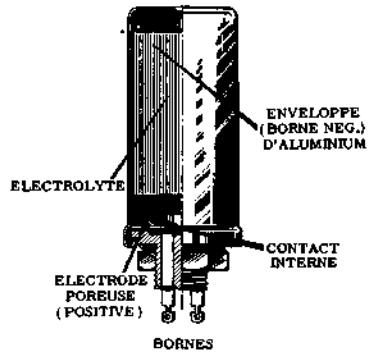


Fig. 8 B - Condensateur chimique de construction récente. L'électrolyte n'est pas liquide, il est à l'état pâteux donc, qu'on ne peut pas renverser.

de passage du courant continu venant de la source, le courant passera jusqu'à ce qu'une pellicule isolante se soit formée, à son tour, sur l'autre électrode. Les condensateurs électrolytiques — en raison du phénomène ayant présidé à leur formation — sont donc polarisés; ils sont particulièrement efficaces dans tous les circuits à courant continu, pulsé, c'est-à-dire contenant une composante alternative. Les condensateurs électrolytiques destinés à être utilisés en courant alternatif doivent être formés de telle sorte que leurs deux électrodes soient recouvertes d'une couche d'oxyde: on obtient ainsi un isolement dans les deux sens.

La pellicule d'oxyde qui se forme sur l'électrode positive d'un condensateur électrolytique a, généralement, une épaisseur inférieure à 25 millièmes de millimètre et peut supporter, sans se perforer une tension de l'ordre de 500 volts. Puisque la capacité est fonction de la distance entre les armatures — et de leurs surfaces — il est facile de conclure que, grâce à l'extraordinaire minceur de la pellicule diélectrique, on peut obtenir des valeurs de capacité beaucoup plus fortes que celles d'autres types de mêmes dimensions. En outre, la tension de perforation (ou tension de claquage) de couche d'oxyde étant plus élevée que la tension normalement employée pour l'alimentation des appareils de radio, ces condensateurs sont très largement utilisés dans les circuits où la tension est relativement peu élevée (moins de 500 V), comme, par exemple, dans les filtres placés à la sortie des redresseurs, là où la présence d'une forte capacité est nécessaire pour débarasser le courant continu de toute composante alternative.

En complément de ce que nous venons de dire, ajoutons que la tension de perforation d'un condensateur électrolytique est fonction continue appliquée aux électrodes, lors de la formation, pour produire la couche isolante d'oxyde. Si cette tension est faible, la couche est très mince et la capacité très forte. C'est ainsi, par exemple, qu'on peut obtenir des condensateurs électrolytiques ayant une capacité de 2 000 µF, sous une tension de service de 20 volts. Si, par contre, on les forme sous une tension plus élevée, la couche d'oxyde sera plus épaisse, la capacité moins grande (à surfaces égales) et la tension de service plus forte. La tension de perforation (tension de claquage) peut être portée, toutefois, à 600 volts en utilisant des électrodes et un électrolyte d'une grande pureté chimique. Les progrès intervenus dans la fabrication de ces éléments ont permis, ces dernières années, la vulgarisation de ces types autrefois trop coûteux.

Le principal avantage des condensateurs électrolytiques résidant dans la possibilité d'obtenir une forte capacité sous un encombrement réduit, on a cherché par tous les moyens à augmenter la surface de l'électrode positive, celle négative étant constituée par l'électrolyte lui-même. L'électrode positive est formée d'un rouleau de feuilles d'aluminium très minces dont la superficie peut être plissée, gauffrée ou corrodée pour augmenter la surface. Ces électrodes positives sont ainsi préfabriquées car chaque irrégularité de la surface permet un contact plus étendu avec la solution électrolytique qui la baigne en tous les points. Une feuille de celluloïd perforée, ou d'une substance isolante du même genre, est intercalée entre les électrodes pour éviter qu'elles n'entrent en contact direct, ce qui aurait pour effet de provoquer un court-circuit.

La **figure 8-A** montre la coupe d'un condensateur électrolytique d'un type ancien, à liquide, tandis que la figure 8-**B** représente un condensateur chimique moderne, à électrolyte solide pâteux, dont on pourra remarquer l'anode poreuse et l'enveloppe tubulaire hermétiquement fermée.

Les condensateurs à électrolyte liquide présentaient certains inconvénients d'ordre pratique: en effet, la solution liquide nécessitait la présence d'un trou, à la partie supérieure de l'enveloppe, pour permettre le dégagement des gaz produits pendant le fonctionnement. En raison de la présence de cette ouverture, le condensateur devait être obligatoirement monté en position verticale et il fallait prendre certaines précautions pour éviter que le liquide ne coule dans l'appareil. C'est cette raison qui a conduit au développement de condensateurs **électrolytiques secs**, dits condensateurs chimiques, qui ont trouvé un plus large champ d'application.

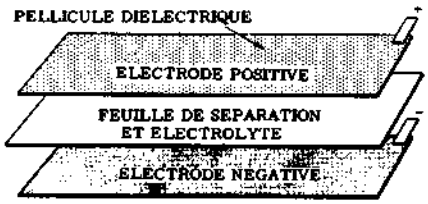


Fig. 9 A - Dans les condensateurs chimiques secs, l'électrolyte est maintenu par une gaze placée entre les deux électrodes; le diélectrique est toujours constitué par la mince pellicule d'oxyde formée sur l'électrode positive.

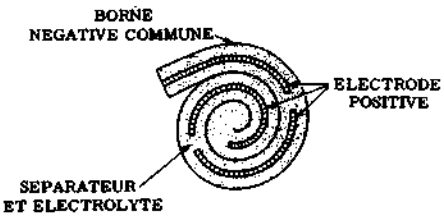


Fig. 9 B - Certains condensateurs chimique sont plusieurs sections, l'électrolyte et le pôle négatif étant communs. Les électrodes positives aboutissent à des cosses séparées.

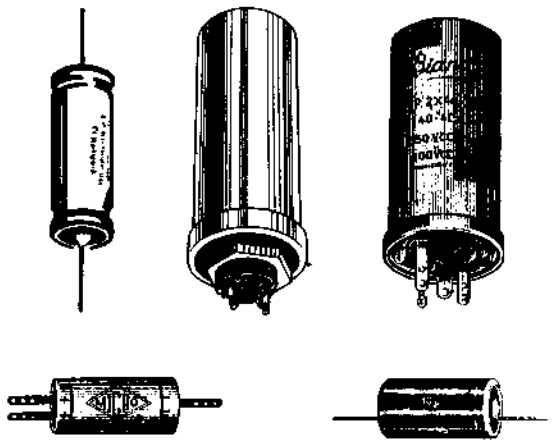


Fig. 10 - Quelques types de condensateurs chimiques des plus courants.

Dans ce type, l'électrode positive est constituée également, d'une mince feuille d'aluminium séparée du boîtier, formant le pôle négatif, par un électrolyte gélatineux, ou pâteux, maintenu par de la gaze, du papier ou tout autre matière poreuse. L'électrode positive est formée au moyen d'un procédé électro-chimique qui la recouvre d'une très mince pellicule d'oxyde. Cet oxyde, constituant le diélectrique, confère à l'électrode un aspect poreux contrastant avec le boîtier qui demeure lisse et brillant.

Tout comme dans le condensateur à électrolyte liquide, l'électrode négative est constituée par l'électrolyte lui-même. La **figure 9-A** montre la principe de la construction: on peut voir que l'électrode positive, qui comporte plusieurs couches, est divisée en plusieurs sections pourvues de languettes de raccordement, tandis que l'enveloppe et l'électrolyte sont communs à l'ensemble, comme l'indique le figure **9-B**. Le tout est enroulé et enfermé dans un boîtier en métal ou en matière imperméable, comme des condensateurs au papier, décrits au début de cette leçon. L'ensemble est hermétiquement fermé et, l'électrolyte ne pouvant s'échapper, le condensateur peut être monté dans n'importe quelle position, permettant, ainsi, des réalisations compactes. Les récents progrès accomplis dans la fabrication des électrodes positives, ont permis la construction de condensateurs chimiques de forte capacité et d'un encombrement réduit. La **figure 10** illustre divers modèles du commerce.

Les condensateurs électrolytiques — qu'ils soient secs ou liquides — présentent l'inconvénient de provoquer des pertes de puissance plus importantes que les condensateurs au papier. En théorie, un condensateur devrait opposer une résistance infinie au courant continu, mais, étant donné qu'il n'existe pas de diélectrique parfaitement isolant, la résistance est très grande, mais nullement négligeable. Elle entraîne donc une perte constante de puissance, provoquée par le passage du courant continu à travers le condensateur.

Un bon condensateur électrolytique, ou chimique, a une résistance en courant continu rarement supérieure à 1 Mégohm, tandis qu'un bon condensateur au papier a une résistance minimum de 200 Mégohms.

Une telle résistance (1 Mégohm) entraîne une perte de courant et, par suite, une dissipation de puissance à travers le condensateur. Malgré cela, vu leurs avantages les condensateurs chimiques sont couramment employés dans les circuits d'alimentation où cette faible perte de puissance peut être facilement négligée.

Dans les circuits de filtrage des alimentations de petite puissance, là où les condensateurs ont pour fonction de niveler le courant redressé en restituant, dans les intervalles, leur courant de charge, les types les plus employés sont ceux ayant une capacité de 8 ou de 16 microfarads, pour une tension de service de 450 volts. D'autres valeurs typiques sont: 16 et 32 µF, sous 350 volts; 50 ou 50+50, sous 200 volts. Ce dernier condensateur, double, est couramment utilisé pour le filtrage des alimentations de récepteurs dits « tous courants » qui fonctionnent sous une tension égale à celle du secteur.

D'autre types ayant une tension de service moins élevée, sont également très employés comme par exemple: 10, 25, 50 ou 100 µF, sous 30 volts ou, encore, 500, 1 000 et 2 000 µF sous 10 ou 12 volts.

Tous les condensateurs chimiques, qu'ils soient en cartouche (sous tube de carton paraffiné) ou sous boîtier métallique, avec fixation par vis et écrou, portent les indications concernant la capacité, la tension de service et la polarité des cosses ou des fils. Ces indications sont, soit imprimées sur le boîtier, soit données au moyen de repères colorés; c'est ainsi qu'un condensateur électrolytique multiple, de fabrication américaine, peut porter les indications suivantes:

20 µF = 450 V c.c.	fil ou cosse	rouge
20 µF = 450 V c.c.	»	jaune
20 µF = 300 V c.c.	»	bleu
50 µF = 25 V c.c.	»	marron
Négatif commun	»	noir

Les types tabulaires ont généralement un négatif commun constitué par le boîtier métallique qui se fixe directement sur le châssis par un canon central fileté. Mais comme dans certains appareils le châssis n'est

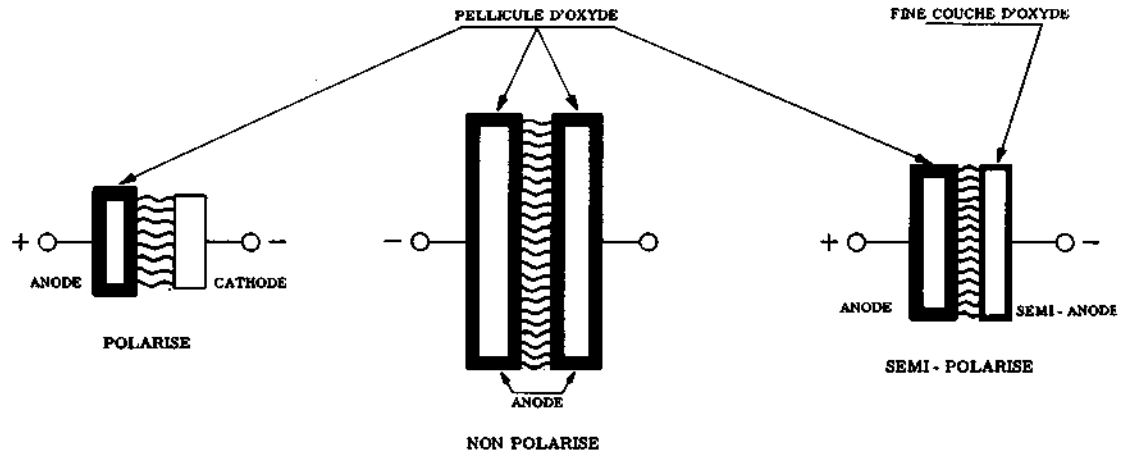


Fig. 10 bis - Comparaison entre trois types de condensateurs électrolytiques où sont mises en évidence les dimensions différentes de l'élément ayant une même capacité et leur nature diverse par rapport à la formation du diélectrique.

pas à la masse (ou au « moins » général), on trouve, également, des modèles de conducteurs chimiques dont le boîtier est isolé et peut se fixer sur le châssis, sans précautions spéciales, le pôle négatif étant relié à un fil ou à une cosse.

Lorsque les sorties se font par fils souples isolés, le repérage est conforme à celui indiqué plus haut (fil noir = négatif, fil rouge = positif), tandis que lorsque les sorties se font au moyen de fils rigides nus ou de cosses, les indications sont imprimées sur le boîtier en signes conventionnels. Nous donnons, ci - dessous les symboles employés par certaines marques américaines de condensateurs chimiques:

8 µF = 450 V. = Δ
8 µF = 450 V. = Ω
25 µF = 25 V. = □
Négatif commun = aucun signe.

CONDENSATEURS AU TANTALE

Les condensateurs au tantale sont semblables à ceux que nous venons de décrire, mais le diélectrique est constitué par une mince couche d'oxyde de tantale, dont le pouvoir isolant est beaucoup plus grand, sous une plus faible épaisseur (**figure 11**).

L'emploi du tantale, au lieu d'aluminium, a permis la construction de condensateurs à basse tension et de très grande capacité qui malgré leurs dimensions réduites, sont largement utilisés dans les petits récepteurs à piles et autres appareils portatifs. Cette nouvelle technique a conduit à la réalisation de micro-condensateurs qui, pour une tension de service de 12 volts, ne mesurent que 12 mm de long et 4 de diamètre, pour une capacité de 5 µF, et 18 mm de long et 10 de diamètre, pour une capacité de 50 microfarads.

Les principaux avantages des condensateurs au tantale sont les suivantes:

a) Ils sont beaucoup plus petits, à capacité et tension de services égales, que les condensateurs avec anode en aluminium.

b) Ils durent plus longtemps.

c) Ils peuvent fonctionner à une température ambiante comprise entre — 80° et + 85 °C.

d) Ils ont un très faible courant de fuite.

Ses condensateurs sont enfermés dans une enveloppe métallique recouverte d'une gaine plastique transparente, à travers laquelle il est possible de lire les indications imprimées sur le métal.

Aucune réaction chimique ne se produit entre le boîtier et l'électrolyte, ce qui évite la formation d'oxyde sur la face interne; bien au contraire, celle-ci agit comme un catalyseur pour la transformation de l'hydrogène dégagé pendant le fonctionnement.

Ils peuvent, en outre, résister aux chocs violents sans subir aucun dommage et, en raison de leurs dimensions réduites, il est inutile de prévoir un support pour leur fixation; ils sont directement soudés, par leurs fils rigides de sortie, aux autres éléments du montage, tout comme une simple résistance.

Malgré leurs avantages, les condensateurs au tantale ne sont employés que dans certaines catégories d'appareils — ceux exigeant des composants de dimensions réduites — car leur prix est beaucoup plus élevé que celui des classiques condensateurs chimiques à électrodes d'aluminium.

CONDENSATEURS AU PAPIER METALLISE

Le papier employé comme diélectrique dans les condensateurs, bien que choisi avec beaucoup de soin, présente toujours des points faibles. C'est ainsi qu'on ne peut éviter que des parcelles conductrices, poussières ou autres, incorporées à la pâte, subsistent et forment un passage facile pour le courant, c'est-à-dire un véritable court-circuit entre les armatures. Pour éviter ce grave inconvénient, on est contraint à employer un double couche de papier; il est évident qu'en procédant ainsi; on limite les risques, car il est extrêmement rare que deux impuretés coïncident. Toutefois ce mode de construction conduit à des pièces de dimensions plus importantes et de coût plus élevé.

Une nouvelle technique, de développement récent, a permis la construction de condensateurs à une seule couche de papier. Pour cela, on utilise un procédé de

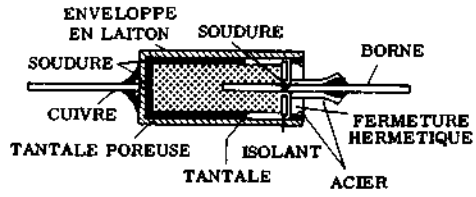


Fig. 11 - Coupe d'un condensateur au Tantale (le diélectrique est l'oxyde de Tantale). Ces condensateurs sont les plus petits réalisés à ce jour, pour une capacité donnée. Le dessin représente la coupe, grandeur nature, d'un condensateur ayant une capacité de 50 µF, pour tension de service de 12 volts.

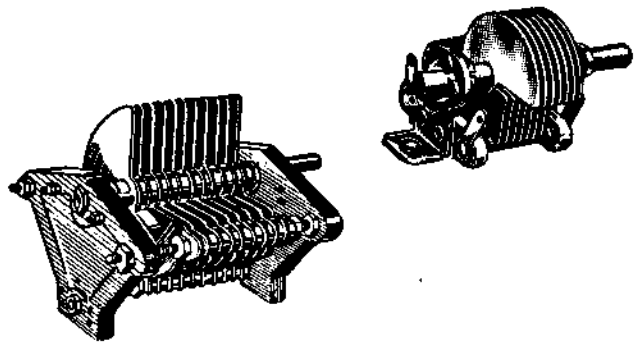


Fig. 12 - Condensateurs variables pour émetteurs. On notera, en particulier, le grand écartement entre les lames et l'isolement céramique entre les deux armatures pour l'application de tensions élevées.

métallisation et condensation sous vide poussé, on dépose une couche très fine (un dixième de micron) d'aluminium pur, qui formera l'armature du condensateur. Ce procédé de fabrication, entre autres avantages, confère une propriété fort précieuse, l'autocicatrisation. Cela signifie que si, par accident, un amorçage d'arc se produit entre les armatures, en un point faible du diélectrique, la couche métallique est tellement mince qu'elle se volatilise immédiatement (en quelques micro-secondes) autour du point, sans endommager le papier. C'est ainsi que les condensateurs de ce type continuent à fonctionner normalement même après un claquage momentané et l'alumine formée au moment où l'étincelle s'est produite, renforce les qualités isolantes du diélectrique en ce point.

Nous ajouterons, à ce propos, que le phénomène d'autocicatrisation est exploité au cours de la fabrication de ces condensateurs, pour éviter que, par la suite, dans les conditions normales de fonctionnement, des étincelles internes ne se produisent.

Dans certains modèles de condensateurs au papier métallisé — pour réaliser un encombrement encore plus faible, — le dépôt de la couche métallique se fait suivant un dessin en forme de « croix grecque », dont la longueur varie progressivement avec le diamètre: l'enroulement est, alors, constitué par un unique ruban diélectrique.

Il est à peine nécessaire de préciser que les effets de l'auto-cicatrisation, sur la valeur de la capacité, sont tellement négligeables, qu'on ne peut déceler la moindre variation sur des appareils de mesure courants.

Ces condensateurs sont enfermés dans des enveloppes d'aluminium ou de plastique, suivant les usages auxquels il sont destinés. Ils peuvent fonctionner à des températures comprises entre — 100° et + 400 °C.

CONDENSATEURS VARIABLES

Les condensateurs à armatures parallèles peuvent avoir une capacité variable, réglable au moyen d'un système mécanique approprié. Puisque la capacité dépend aussi bien de la surface des armatures que de la distance qui les sépare, on peut faire varier soit l'une, soit l'autre. Dans les condensateurs variables on agit généralement, sur la surface effective, c'est-à-dire que l'on modifie, plus ou moins, la position d'une armature par rapport à l'autre pour augmenter ou diminuer les surfaces en regard, sans changer la distance les séparant. Par contre pour certains condensateurs ajustables, compensateurs ou condensateurs de neutrodynage, dont la valeur est généralement faible, on fait varier la capacité en agissant sur l'écartement des armatures.

Nous savons déjà qu'un condensateur variable est formé de deux séries de plaques, l'une fixe: le **stator** et l'autre mobile: le **rotor**. En générale, le rotor compte une lame de moins que le stator, et ces lames sont montées sur un axe pouvant être manoeuvré à l'aide d'un bouton ou d'un cadran démultiplicateur.

Les plaques sont généralement en aluminium, pour éviter toute oxydation, et chaque groupe, rotor ou stator, forme un ensemble rigide dont l'espacement est maintenu constant au moyen d'entretoises. L'axe du rotor est solidaire du support métallique qui peut être fixé sur le châssis ou sur le panneau avant de l'appareil, tandis, que le stator est fixé à ce même support par l'intermédiaire d'une barrette isolante (bakélite, céramique, stéatite...). Pour obtenir une rotation douce et régulière, l'axe du rotor est monté sur roulements à billes et des ressorts de contact spéciaux sont prévus pour assurer la liaison avec la partie mobile.

L'épaisseur des lames n'ayant aucune influence sur la capacité, elles pourront être aussi minces que la rigidité et la robustesse mécanique le permettront. Le diélectrique étant généralement constitué par l'air; certaines précautions doivent être prises pour éviter que le rotor ne vienne en contact avec le stator durant sa rotation.

La distance entre les armatures dépend de l'emploi auquel le condensateur est destiné. Tandis que ceux employés dans les récepteurs — où les tensions sont toujours assez faibles — ont un faible écartement entre les lames, ceux destinés aux émetteurs — où les tensions sont plus élevées ont un espacement beaucoup plus grand, pour éviter la formation d'un arc qui entraînerait la rupture de l'isolement entre rotor et stator.

Le plus grand des deux condensateurs de la **figure**

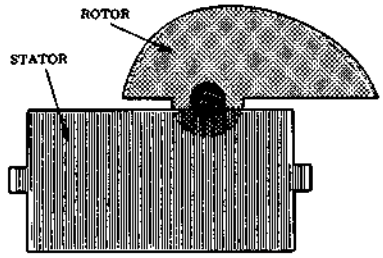


Fig. 13 - Pour obtenir une courbe déterminée de la variation de capacité d'un condensateur variable, les lames du rotor sont excentrées par rapport à l'axe de rotation.

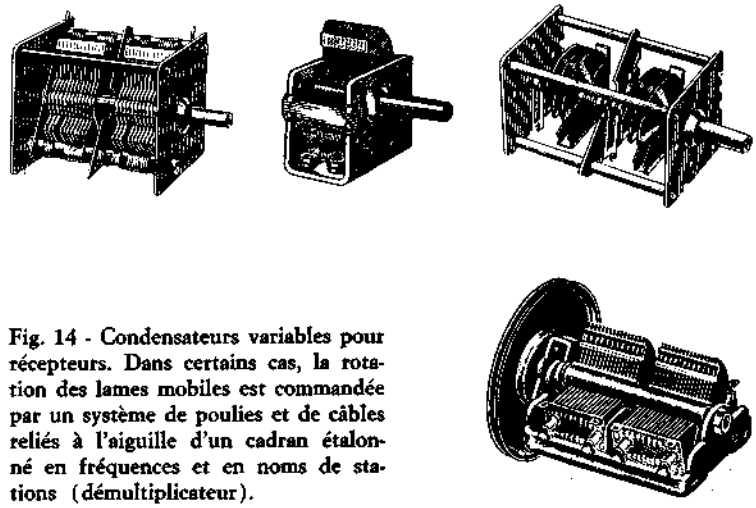


Fig. 14 - Condensateurs variables pour récepteurs. Dans certains cas, la rotation des lames mobiles est commandée par un système de poulies et de câbles reliés à l'aiguille d'un cadran étalonné en fréquences et en noms de stations (démultiplicateur).

12, est précisemment un modèle avec un grand écartement entre les lames, pour émetteurs. On comprend facilement que si l'on augmente la distance entre les lames, pour éviter les amorçages d'arcs, il faut également leur donner des dimensions plus grandes que celles des condensateurs de même capacité prévues pour les récepteurs: c'est pourquoi, en général, on augmente à la fois la surface et le nombre des lames.

Le rotor (lames mobiles) d'un condensateur variable est très souvent décentré (**figure 13**), dans le but de produire une variation non-linéaire de capacité avec l'angle de rotation. La variation totale de capacité se faisant pour une rotation de 180°, elle est d'abord très faible au début de la course — partant du point où les lames mobiles sont complètement sorties (figure 13) — puis, la capacité s'accroît au fur et à mesure que les lames mobiles pénètrent dans le stator.

Une telle courbe de variation de capacité est rendue nécessaire pour la raison suivante: quand on utilise un condensateur variable, dans un récepteur de radio, pour réaliser l'accord sur les divers émetteurs, on le munit d'un cadran démultiplicateur conçu de telle sorte qu'une rotation de 180° du rotor correspond au déplacement d'une aiguille d'un bout à l'autre d'une échelle étalonnée. Cette échelle couvre une gamme entière de fréquences, la gamme des petites ondes, par exemple (P.O. = 200 à 600 mètres).

Un déplacement de quelques millimètres de l'aiguille au début de sa course — correspondant à une rotation de quelques degrés du rotor à partir du point où les lames sont complètement sorties — doit produire une variation très faible de la capacité (quelques picofarads). Vers l'autre extrémité, au contraire, vers 600 mètres), un déplacement de l'aiguille de quelques millimètres — correspondant toujours à une rotation de quelques degrés — doit produire une variation importante de la capacité.

En découpant judicieusement les lames du condensateur et en décentrant l'axe, il est possible de réaliser une échelle sur laquelle les fréquences sont régulièrement réparties (une échelle linéaire en fréquence). Dans la leçon consacrée aux circuits d'accord, nous examinerons plus en détail ces points particuliers.

Certains condensateurs variables comportent plusieurs sections (ou cases); ils présentent la particularité d'avoir un rotor unique, formé par une série de lames reliées toutes ensembles et portées par le même axe, tandis que le stator est divisé en deux sections (ou plus) isolées les unes des autres. Les sections du stator étant identiques entre elles (c'est-à-dire que la variation de capacité est la même pour toutes les positions du rotor), elles peuvent être reliées en parallèle et constituent, ainsi, un condensateur variable unique, de capacité deux fois plus forte, ou bien être utilisées séparément pour accorder deux circuits distincts. On trouve également des condensateurs variables multiples, ayant des sections de capacités différentes qui sont employés pour certains usages spéciaux que nous étudierons plus tard. La **figure 14** illustre plusieurs modèles différents de condensateurs variables. Les condensateurs variables pour les fréquences, relativement basses, des gammes de radiodiffusion (Grandes et Petites Ondes), ont généralement une capacité maximum comprise entre 250 et 500 pF (0,00025 et 0,0005 µF).

Pour les gammes des Ondes Courtes (fréquences plus élevées,) on emploie des condensateurs variables dont la capacité maximum est comprise entre 25 et 150 pF (0,000025 et 0,00015 µF). Enfin, dans le domaine des très hautes fréquences (UHF), on peut trouver des condensateurs variables de très faible valeur, dont la capacité maximum est de l'ordre de 5 pF (0,000005 (µF).

Les caractéristiques les plus importantes d'un condensateur variable sont:

a) Sa capacité maximum, c'est-à-dire celle que présente le condensateur lorsque toutes les lames mobiles sont engagées à fond dans les lames fixes, quand il est fermé.

b) Sa capacité résiduelle, ou capacité minimum, c'est-à-dire celle qu'il présente quand les lames du rotor sont complètement sorties, condensateur ouvert; cette capacité est toujours supérieure à zéro.

c) La **courbe de variation** de la capacité en fonction de l'angle de rotation du rotor. Cette courbe est généralement présentée sous forme de diagramme dont l'un des

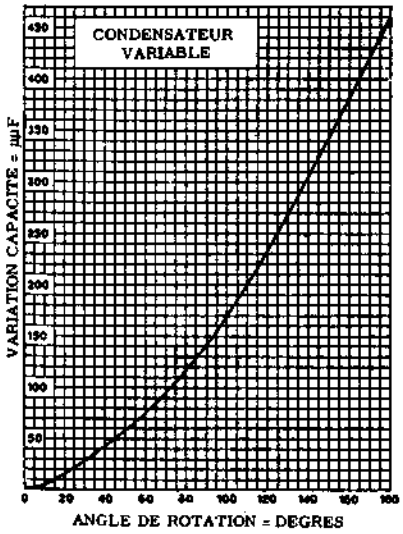


Fig. 15 - Courbe caractéristique de la variations de la capacité, en fonction de l'angle de rotation du rotor, d'un condensateur pour récepteurs de Radiodiffusion.

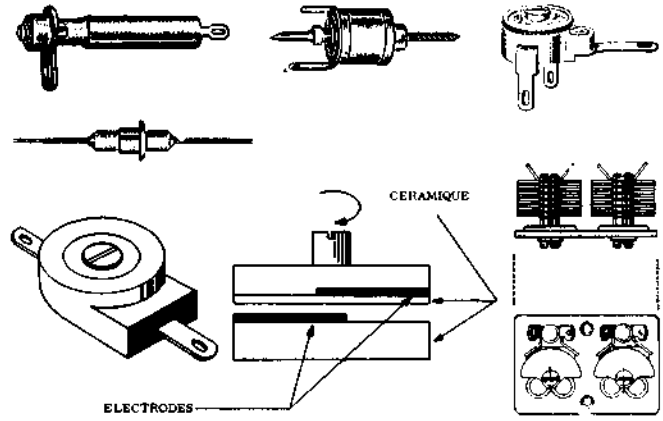


Fig. 16 - Petits condensateurs variables, connus comme compensateurs: ils peuvent être à diélectrique de céramique où à air. La variation est semi-fixe.

axes porte les degrés de rotation du rotor (en général de 0 à 180°) et l'autre, les valeurs de capacités correspondantes. La **figure 15** donne un exemple de la courbe de variation d'un condensateur variable d'usage courant dans les récepteurs de radio.

Les *condensateurs ajustables* sont, comme leur nom l'indique, des condensateurs dont la capacité peut être réglée (ajustée) à la valeur désirée; ils servent à compenser les petites différences que l'on rencontre, inévitablement, lors de la mise au point des circuits accordés. Ils sont conçus de telle manière qu'il est possible d'ajuster une fois pour toutes leur capacité à la valeur requise, puis de les laisser dans cette position, de laquelle ils ne doivent plus bouger; ils se comportent alors comme des condensateurs fixes d'une valeur bien déterminée. Ces ajustables sont parfois à diélectrique de mica et se composent, dans ce cas, de deux lamelles métalliques, l'une fixe, l'autre mobile, séparées par une feuille de mica; la lamelle mobile peut être plus ou moins rapprochée de la partie fixe, au moyen d'une vis de réglage.

Les condensateurs ajustables ont des emplois extrêmement variés et nous nous contenterons ici, d'en citer deux principaux: le « trimmer » et le « padding ». Il convient de remarquer, tout d'abord, qu'aucune différence fonctionnelle n'existe entre ces deux catégories, seule la valeur de la capacité est différente. Le « trimmer » est un condensateur ajustable de faible capacité que l'on met, en général, *en parallèle* sur un condensateur variable pour régler la capacité minimum d'un circuit et corriger, ainsi, les petites différences pouvant exister entre divers circuits devant être commandés simultanément. Le « padding » est un condensateur ajustable de capacité plus grande, généralement placé *en série* avec un condensateur variable pour diminuer la valeur de la capacité maximum.

Les « trimmers » ont des valeurs comprises entre 0,5 et 10 pF, parfois entre 10 et 50 pF, tandis que les « paddings » ont entre 50 et 100 pF, parfois 500 ou 1 000 pF.

Les meilleurs condensateurs ajustables sont ceux dont le diélectrique est l'air. Ils se présentent sous la forme de petits condensateurs variables, montés sur un support en céramique, dont une extrémité de l'axe est fendue pour permettre le réglage au moyen d'un tournevis. D'autres types sont entièrement en céramique et sont constitués par deux disques, dont une des faces est partiellement métallisée, assemblés au moyen d'une vis ou d'un rivet; de telle sorte que l'un d'eux peut tourner par rapport à l'autre.

D'autres, encore, comportent un tube de céramique, argenté intérieurement (constituant une des armatures), et d'un curseur extérieur, coulissant sur le tube, formant le rotor. Le déplacement du curseur le long du tube détermine la variation de la capacité.

La **figure 16** illustre les types les plus courants de condensateurs ajustables.

En conclusion de cette étude sur les condensateurs, nous résumerons brièvement les défauts caractéristiques de ces organes. Les connaissant, on pourra plus aisément déterminer, le cas échéant, s'il convient de leur imputer le mauvais fonctionnement d'un circuit.

Les condensateurs ont tous des pertes, plus ou moins grandes suivant les types. On distingue les pertes résistives, les pertes par fuites, par absorption diélectrique et d'hystérésis. En ce qui concerne la première, nous dirons que l'on doit comprendre les pertes dues à la résistance des conducteurs internes et à celle des armatures elles-mêmes; cette perte est égale au produit de la résistance par le carré de l'intensité du courant. Elle constitue une part infime de la perte totale d'un condensateur.

Les pertes provoquées par les fuites ont déjà été mises en évidence au chapitre concernant les condensateurs électrolytiques. L'absorption diélectrique produit des pertes du fait que le diélectrique ne restitue pas toute la charge qu'il absorbe. L'hystérésis, enfin, est semblable à celle déjà rencontrée à propos des inductances (hystérésis du noyau): absorption d'énergie (pertes) pour inverser le champ de l'armature.

Nous rappellerons, en dernier lieu, qu'une caractéristique importante des condensateurs est leur tension maximum de service, indiquée par le constructeur, ainsi que la tension de pointe qui est la surtension momentanée que peut supporter le condensateur.

Leçon n° 33

SYMBOLES - ABREVIATIONS

A = Surface (aire) d'une électrode.
C = Capacité (en pF, µF, ou F)
C_T = Capacité totale
d = Distance (entre deux armatures)
F = Farad
Ic = Intensité du courant alternatif à travers une capacité
K = Constante diélectrique
pF = Picofarad (millionième de microfarad)
RC = Circuit à résistance-capacité
Xc = Réactance capacitive
μF = Microfarad (millionième de farad)

FORMULES

$$C = 0{,}0885 \frac{K\,A}{d}$$

Condensateurs en parallèle:

$$C_T = C_1 + C_2 + C_3 + \ldots$$

Deux condensateurs en série:

$$C_T = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$$

Condensateurs en série:

$$\frac{1}{C_T} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \ldots$$

$$Xc = \frac{1}{2\pi F C}$$

$$Xc = \frac{1}{\omega C}$$

Dans un circuit RC en série:

$$Z = \sqrt{R^2 + Xc^2}$$

Dans un circuit RC en parallèle:

$$Z = \frac{E}{\sqrt{I_R^2 + I_C^2}}$$

SYMBOLES SCHEMATIQUES


= Générateur de courant alternatif


= Condensateur électrolytique


= Condensateur électrolytique

= Condensateur électrolytique

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 31 et 32

N. 1 —Sous quelle forme l'énergie est-elle emmagasinée dans un condensateur ?

N. 2 — Qu'est-ce que le pouvoir inducteur spécifique K, ou constante diélectrique ?

N. 3 — Comment nomme-t-on le courant passant à travers un condensateur, courant provoqué par le déplacement des électrons sur leurs orbites ?

N. 4 — Quels sont les trois facteurs qui déterminent la valeur de la capacité d'un condensateur ?

N. 5 — Que se passe-t-il si l'on rapproche les électrodes d'un condensateur ?

N. 6 — Si l'on branche deux condensateurs en parallèle, la capacité totale devient-elle plus grande, ou plus petite ?

N. 7 — Dans un circuit à courant continu, quelle est la résistance, ou impédance, offerte par un condensateur à l'instant où la tension est appliquée ?

N. 8 — Si dans un circuit capacitif la fréquence du courant alternatif augmente, sa tension restant constante, comment varie l'intensité du courant ?

N. 9 — Aux bornes d'une source de courant continu dont la tension est de 20 volts se trouvent en série un condensateur de 8 µF et une résistance de 5 mégohms. Quelle est la tension aux bornes du condensateur au bout d'un temps égal à $2\,RC$, après la fermeture du circuit, et en combien de secondes cette tension est-elle atteinte ?

N. 10 — Que signifient les mots « ELI » et « ICE » ?.

N. 11 — Quelle est la réactance capacitive d'un condensateur de 2µF placé dans un circuit parcouru par un courant dont la fréquence est de 1 000 Hz ?

N. 12 — Quelle est la capacité d'un condensateur si la tension à ses bornes augmente de 0 à 50 volts, sous une charge égale à 1 coulomb ?

N. 13 — Quelle est en µF, la valeur d'une capacité de 0,00002 farad ?

N. 14 — Quelle est en pF la valeur d'une capacité de 0,02 µF ?

N. 15 — Pour quelle raison un condensateur de forte capacité peut-il être inductif ?

N. 16 — Quelle est la capacité, en pF, d'un condensateur à armatures parallèles ayant une surface de 46,87 cm², dont le diélectrique est du mica (constante diélectrique $K = 6$) et dont la distance entre les électrodes est égale à 0,25 mm ?

N. 17 — Quelle est la capacité totale de deux condensateurs en série dont les capacités respectives sont égales à 100 et 200 pF ?

N. 18 — De combien la tension de service d'un condensateur doit-elle être plus élevée que la tension réellement appliquée ?

N. 19 — De quels facteurs dépend la tension de service d'un condensateur ?

N. 20 — Quelle est la caractéristique d'un condensateur électrolytique permettant d'obtenir des capacités de hautes valeurs ?

N. 21 — A quoi sert un condensateur ajustable ?

N. 22 — Pour quelle raison les condensateurs variables ont-ils, presque toujours, leur axe de rotation excentré ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 235

N. 1 —

L'intensité varie seulement quand le courant passe. Un courant d'intensité constante produit une seule impulsion initiale, quand on ferme le circuit, et une autre impulsion, de polarité contraire, quand on l'ouvre.

N. 2 —

La f.e.m. induite s'oppose toujours aux variations de courant et en limite l'intensité.

N. 3 —

De l'inductance de la bobine (coefficient de self-induction) et du rapport des variations de courant.

N. 4 —

La self-induction varie proportionnellement au carré du nombre des tours.

N. 5 —

L'inductance mutuelle s'élève à 62.58 henrys. C'est ainsi, qu'en appliquant la formule $M = k\sqrt{L_1 L_2}$, on a:

$$M = 0.7\sqrt{40 \times 200} = 62{,}58$$

N. 6 —

Le courant est en retard sur la tension de 90°.

N. 7 —

La réactance inductive a une valeur de 3,768 ohms.

N. 8 —

L'impédance est d'environ 69.5 ohms. C'est ainsi qu'en appliquant la formule: $Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$, on a:

$$Z = \sqrt{35^2 + 60^2} = 69.5$$

N. 9 —

Parce que l'énergie emmagasinée est restituée lorsque le courant diminue, c'est-à-dire, s'agissant d'un courant alternatif, au moment où la tension devient nulle.

N. 10 —

IX_L s'élève à 294.9 volts

N. 11 —

Respectivement à 50 mH et à 50 000 μH.

N. 12 —

Une résistance ohmique pure. A un courant variable, s'oppose, outre la résistance, également la réactance inductive.

N. 13 —

7.1 millihenrys (mH).

N. 14 —

Le coefficient k est égal à 0,3.

N. 15 —

L'induction mutuelle $M = k\sqrt{L_1 L_2}$.

N. 16 —

La self-induction totale s'élève à 30 henrys (H).

N. 17 —

La self-induction totale s'élève, dans ce cas, à 5 henrys (H).

TABLEAU 43 - CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DES PRINCIPAUX ISOLANTS

MATERIAU	Constante diélectrique	Rigidité électrique kV/cm	Angle de perte δ
Acajou	2,4	—	—
Acétate de cellulose	6,0	—	—
Air liquide	1,5	40÷90	—
Air sec	1,0	24	—
Ambre	2,9	—	—
Ardoise	6,6÷7,4	3,5÷5,5	—
Bakélite	5,6	100÷120	$3 \div 8 \times 10^{-3}$
Balsa	1,4	—	—
Bois paraffiné	2,5÷7,7	8÷30	—
Bois sec	5,0	—	—
Calan	6,5	350÷450	3,6÷4,7
Calite	6,4	350÷450	13÷15
Calite spéciale	6,5	350÷450	5÷6
Caséine	6,2	160÷280	—
Celluloïd	2÷4	420	4×10^{-3}
Chloracet. de Polyvin.	3,2	—	—
Chlorure de Polyvin.	3,2	—	—
Cire ordinaire	1,9	110	—
Colophane	2,5÷2,8	110	—
Codensa	80	—	6×10^{-4}
Ebonite	2÷3,5	300÷1100	7×10^{-3}
Fibre	1,4÷2,0	20÷22	$5{,}4 \times 10^{-2}$
Fréquenta (stéatite)	5,5÷6,5	250÷450	$2 \div 5 \times 10^{-4}$
Fréquenta D	5,6	—	2÷3
Fréquentite	5,9	480	6÷10
Galalithe	—	23÷28	—
Gomme dure	2,0	—	—
Gomme souple	2,1÷2,3	150÷500	—
Gomme vulcanisée	2,7÷2,9	200÷300	7×10^{-3}
Gomme laque	2,6÷3,7	—	—
Huile de lin cuite	3÷3,5	80÷190	3×10^{-4}
Huile d'olive	3,1÷3,2	75÷170	—
Huile de paraffine	3,0÷3,16	160÷215	2×10^{-4}
Huile de térébenthine	2,1÷2,3	110÷160	—
Huile de transformateurs	2÷2,5	115÷170	$1{,}5 \times 10^{-4}$
Isolantite	6,0	—	—
Kerafar (R-S)	70÷88	100	$5 \div 15 \times 10^{-4}$
Kerafar (T-U)	45÷55	150÷200	$5 \div 10 \times 10^{-4}$
Linoléum	—	100÷200	—
Marbre	6÷8,3	10÷14	—
Mica commun	2,5	—	—
Mica transparant (Inde)	4÷8	600÷2000	18×10^{-4}
Micanite	4,5÷5,0	300÷400	—
Nylon	3,4÷22,4	200÷350	—
Papier	2,0	180÷220	$4 \div 7 \times 10^{-3}$
Papier bakélisé	5,0	100÷200	—
Papier imprégné	2,8÷6,5	400÷2400	$2 \div 4 \times 10^{-3}$
Papier de Manille sec.	1,2÷1,9	22÷25	—
Papier paraffiné	2,5÷4,0	400÷500	—
Paraffine	2÷2,5	140÷450	9×10^{-4}
Pertinax	5,6	—	—
Pétrole	2÷2,3	—	—
Polyéthyléne	2,25	200÷300	—
Polystyrène	2,4÷2,9	500÷2500	—
Polythène	2,4	1000	—
Porcelaine	4,4÷6,8	100÷120	$1{,}2 \times 10^{-3}$
Presspahn	4,3÷6,3	70÷130	3×10^{-2}
Quartz fondu	4,6	1800	1×10^{-4}
Soufre	2,4÷4,2	33	6×10^{-5}
Stéatite (voir frequenta)	—	—	—
Tempa N	12,5	—	$1{,}3 \times 10^{-2}$
Tempa S	14	—	1×10^{-4}
Toile isolante	1,8÷3,2	250÷500	—
Ultra Calan	7	—	$1 \div 1{,}8 \times 10^{-4}$
Urée	6,6	—	—
Vaseline	2,17	90÷130	—
Verre de photographe	7,5	350÷2000	—
Verre commun	6,2	300÷1500	$0{,}3 \div 8 \times 10^{-4}$
Verre Pyrex	4,9	1050	4×10^{-4}

Le tableau 43. ci-contre, donne les caractéristiques électriques des principaux isolants. Nous avons déjà parlé de la *constante diélectrique* ou *pouvoir inducteur spécifique*, dans ce même fascicule (page 242), et nous savons que l'unité de référence est celle de l'air sec.

La *rigidité électrique*, exprimée en kilovolts par centimètre, est la valeur maximum de la tension que l'on peut appliquer à un isolant déterminé, ayant une épaisseur d'un centimètre, sans entraîner sa destruction. Si l'on applique une tension plus élevée, une étincelle jaillit à travers l'isolant et celui-ci se trouve être localement détruit (perçé). Comme on peut le voir en consultant le tableau, il n'est pas possible de donner une valeur précise pour la rigidité électrique en raison des différences de qualité pouvant être présentées par divers échantillons d'un même isolant. Il a été, toutefois, possible d'établir, expérimentalement, les valeurs limites entre lesquelles la tolérance est satisfaisante.

L'angle de perte — désigné par le symbole « δ » (lettre greque « delta ») — est un coefficient chiffrant la qualité d'un isolant employé comme diélectrique dans un condensateur. En effet un diélectrique absorbe de l'énergie; cette dissipation d'énergie se produit quand le courant traverse le condensateur et le résultat est équivalent à la même capacité mise en série avec une résistance ohmique. Dans ce cas, le déphasage sera inférieur à 90° et cette différence est l'angle de perte δ. Pour un bon condensateur l'angle de perte ne doit pas dépasser 0.01 à 1 000 Hz et 0.1 à 1 MHz. Les valeurs indiquées dans le tableau sont des valeurs moyennes mesurées en Haute Fréquence.

CODES DE COULEURS DES CONDENSATEURS

Tout comme pour les résistances (voir leçon n° 6), des codes de couleurs ont été établis (principalement aux USA) pour *marquer* et indiquer, aussi simplement que possible, les différentes caractéristiques de ces composants: le type, la capacité, la tolérance et la tension de service.

Il existe deux codes principaux, très voisins l'un de l'autre: le code « JAN » (Joint Army-Navy), pour les condensateurs utilisés dans les appareils électroniques militaires, et le code « RTMA » (Radio & Television Manufacturer Association) adopté pour les condensateurs utilisés dans les appareils électroniques civils.

Nous pensons qu'il est utile de connaître aussi le premier de ces codes, car l'amateur a très souvent l'occasion d'employer du matériel en provenance des surplus militaires.

Le code « JAN »

La **figure 1** montre la disposition des points colorés sur les condensateurs au mica. Tout d'abord, pour une interprétation correcte du code, le condensateur doit

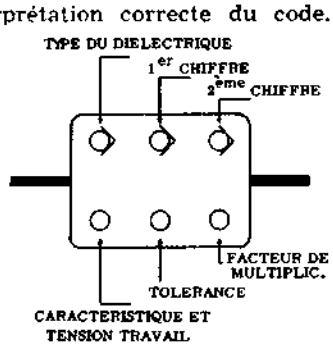


Figure 1

être regardé de telle sorte que les points marqués d'un signe « V » horizontal soient en haut, la pointe du « V » étant dirigée vers la droite.

Dans ce cas, la première couleur en haut, à gauche, indique la nature du diélectrique; noir pour « mica », argent pour « papier ». Pour les condensateurs céramiques, cette désignation est superflue car la nature du diélectrique est clairement indiquée par la forme même du condensateur (disque ou tubulaire). Les autres points, lus de gauche à droite dans la rangée supérieure, puis en continuant de droite à gauche dans la rangée inférieure, fournissent les autres indications, ainsi que le montre la figure 1.

La **figure 2** montre la disposition des bandes de couleurs sur les condensateurs céramiques: la lecture doit se faire de gauche à droite, lorsque l'observateur tient le condensateur de telle sorte que la bande la plus large soit à sa gauche.

Dans chacun des cas, les couleurs donnent le premier et le deuxième significatif, le facteur de multiplication, la tolérance sur la valeur marquée et la tension de service, suivant le tableau 44 pour les condensateurs au mica et le tableau 45 pour les condensateurs céramiques.

Il existe un deuxième code « JAN » dans lequel les caractéristiques générales sont indiquées au moyen de chiffres ou de lettres, tandis que la capacité reste marquée suivant le code de couleurs: dans ce cas, la première indication peut être:

CN = Condensateur au papier
CM = Condensateur au mica
CC = Condensateur céramique

Les caractéristiques du condensateur sont, ensuite, représentées par deux chiffres (placés immédiatement après les lettres indiquant la nature du diélectrique) se rapportant aux dimensions mécaniques, suivis — pour les condensateurs au mica — d'une lettre donnant le coefficient de température, et — pour les condensateurs céramiques — de deux lettres indiquant le coefficient de température et la tolérance.

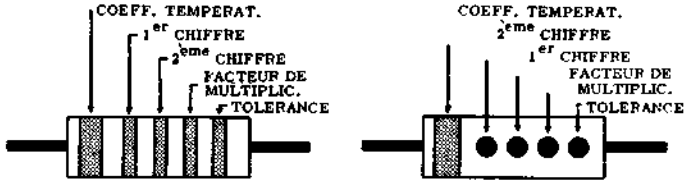


Figure 2

Sur les condensateur au mica, la tolérance sur la valeur marquée est indiquée comme suit:

G = ± 2% K = ± 10%
J = ± 5% M = ± 20%

Par contre, sur les condensateurs céramiques cette tolérance est indiquée suivant le code reproduit dans le tableau 46. Dans ce cas, si la capacité est inférieure

à 10 pF, la tolérance est exprimée en pF en plus ou en moins; tandis que si la capacité est supérieure à 10 pF, la tolérance est exprimée en pourcentage.

Par exemple, un condensateur de 15 pF portant la lettre G, aura une capacité de 15 pF ± 0,3 pF (soit ± 2%); tandis qu'un condensateur de 8 pF portant la même lettre aura une capacité de 8 pF ± 2 pF (c'est-à-dire comprise entre 6 et 10 pF).

Comme nous l'avons dit plus haut, l'interprétation du code des couleurs pour les condensateurs au mica ou au papier se fait conformément au tableau 44, dans lequel les lettres de la colonne « Caractéristiques » ont les significations suivantes:

A = Condensateur au mica ordinaire
B = Comme A, mais avec enrobage à faibles pertes.
C = Condensateur au mica métallisé (± 100 pF par million de pF par °C)
D = Condensateur au mica métallisé (± 0 à 100 pF par million de pF par °C)
E = Condensateur au mica métallisé (± 0 à 50 pF par million de pF par °C)
F = Condensateur au mica métallisé (± 0 à —50 pF million de pF par °C)

Le code « RTMA »

La **figure 3** montre la disposition et l'ordre des marques colorées, ainsi que leurs significations, pour les

Figure 3

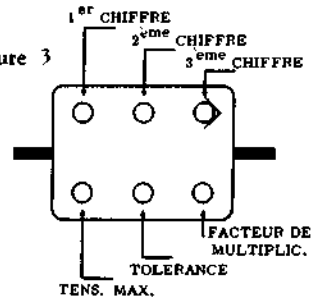
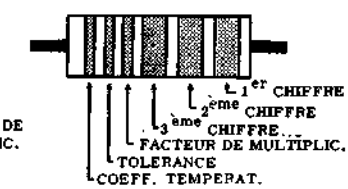


Figure 4



condensateurs au mica et la **figure 4**, donne les mêmes indications pour les condensateurs céramiques.

Comme on peut le voir, il existe certaines différences entre ce code et le code « JAN », dans la disposition et l'ordre de lecture; toutefois, les couleurs conservent la même signification. Ainsi que le lecteur

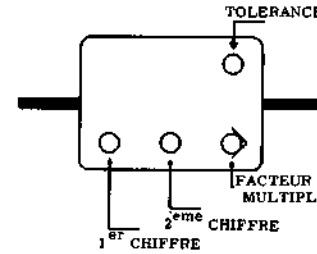


Figure 5

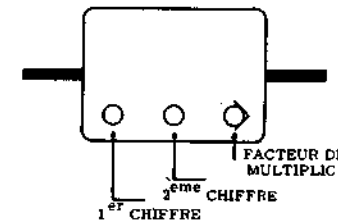
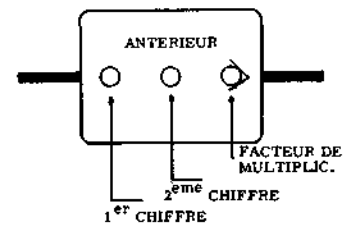
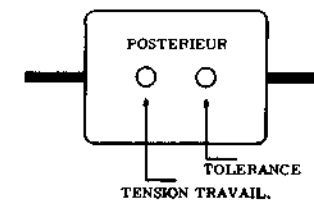


Figure 6

pourra observer, les valeurs numériques correspondant aux couleurs sont les mêmes que celles déjà rencontrées pour le marquage des résistances.

Dans le code « RTMA » il peut se produire que le nombre des points colorés soit inférieur à 6. Les **figures 5, 6 et 7** représentent ces marquages particuliers.





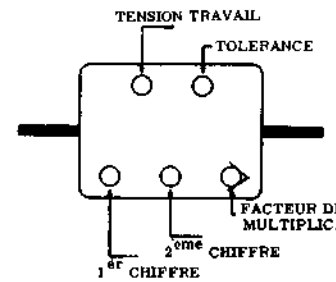


Figure 7

Quand les six points colorés sont tous présents, celui placé à gauche, dans la rangée inférieure, indique la tension de service, suivant la code ci-dessous:

Noir	= 500 volts	Bleu . . .	= 600 volts
Brun . . .	= 100 volts	Violet . .	= 700 volts
Rouge . . .	= 200 volts	Gris . . .	= 800 volts
Orange . .	= 300 volts	Blanc .	= 900 volts
Jaune . . .	= 400 volts	Or	= 1 000 volts
Vert	= 500 volts	Argent .	= 2 000 volts

Enfin, il faut ajouter que, selon ce code, la nature du diélectrique est parfois indiquée par la couleur de l'enveloppe extérieure; noire pour le diélectrique papier, brun pour le diélectrique mica et rouge pour le type métallisé.

TABLEAU 44 -

CODE DE COULEURS DES CONDENSATEURS AU MICA

Couleur	CAPACITE		TOLERANCE	CARACTERISTIQUE
	1er et 2ème chiffres significatifs	Facteur de multiplication		
Noir	0	1	20% (M)	A
Marron	1	10	1%	B
Rouge	2	100	2% (G)	C
Orange	3	1.000	3%	D
Jaune	4	10.000	4%	E
Vert	5	100.000	5%	F
Bleu	6	1.000.000	6%	G
Violet	7	10.000.000	7%	—
Gris	8	100.000.000	8%	—
Blanc	9	1.000.000.000	9%	—
Or	—	0,1	5% (J)	—
Argent	—	0.01	10% (K)	—

Exemple: Un condensateur au mica aux couleurs suivantes: (dans l'ordre) vert, rouge, rouge, or, a une capacité de 5 200 pF (soit 0,0052 µF) et une tolérance de 5% sur cette valeur.

TABLEAU 45 - CODE DES COULEURS DES CONDENSATEURS CERAMIQUES

Couleur	1er et 2ème chiffres significatifs	Facteur de multiplication	Tolérance		Coefficient de temp. par million/C°
			Plus de 10 pF	Moins de 10 pF	
Noir	0	1	± 20 %	± 2,0 pF	0
Marron	1	10	± 1 %	± 0,1 pF	— 33
Rouge	2	100	± 2 %	—	— 75
Orange	3	1.000	± 2,5 %	—	—150
Jaune	4	10.000	—	—	—220
Vert	5	100.000	± 5 %	± 0,5 pF	—330
Bleu	6	1.000.000	—	—	—470
Violet	7	10.000.000	—	—	—750
Gris	8	0,01	—	± 0,25 pF	+ 30
Blanc	9	0,1	± 10 %	± 1,0 pF	emploi général

Esemple: Un condensateur céramique marqué aux couleurs suivantes (dans l'ordre): brun, vert, noir, rouge, brun, a une capacité de 15 pF, une tolérance de 2% et un coefficient de température tel que, pour une variation de température de 1 °C, sa capacité diminue de 30/1 000 000 de pF, soit une variation de — 0,00045 pF.

TABLEAU 46 - TOLERANCES SUR LES VALEURS DES CONDENSATEURS CERAMIQUES

Symbole	Pourcentage ±	pF ±
C	—	0,25
D	—	0,50
F	1	1,00
G	2	2,00
J	5	—
K	10	—
M	20	—

TABLEAU 47 - SIGNIFICATION DES PREFIXES

Le tableau 47, reproduit ci-dessous, donne la liste des préfixes adoptés en électronique et en radiotechnique et le facteur de multiplication qu'ils représentent. Par exemple, étant donné que le préfixe « milli » correspond à 10^3, dans la colonne « Unité », cela signifie que l'unité doit être multiplié par 1 000 (10^3 = 1 000) pour obtenir sa valeur exprimée en millièmes: ainsi 1 volt = 1 000 millivolts. De même une quantité exprimée en millièmes doit être divisée par 1 000 pour obtenir la valeur en « Unité »: ainsi, 1 mV (1 millivolt) est égal à 1 volt : 1 000 = 0,001 volt.

Supposons, maintenant, qu'un condensateur soit indiqué comme ayant une capacité de 0,002 µF; si nous voulons transformer cette valeur en picofarads (pF), nous cherchons le préfixe « Pico » dans la première colonne à gauche et nous suivons la ligne jusqu'à la colonne « micro » (en haut du tableau), qui nous donne le facteur de multiplication (10^6, soit 1 000 000, nous devrons multiplier la valeur en µF par ce nombre, pour obtenir le nombre de pF correspondant : 0,002 × 1 000 000 = 2 000 pF.

Pour obtenir le nombre inconnu de	multiplier le nombre connu de												
	Tera par	Giga par	Mega par	Kilo par	Hecto par	Dizaine par	Unité par	Dixième par	Centième par	Millième par	Micro par	Nano par	Pico par
Tera . . . . . **T**	1	10^{-3}	10^{-6}	10^{-9}	10^{-10}	10^{-11}	10^{-12}	10^{-13}	10^{-14}	10^{-15}	10^{-18}	10^{-21}	10^{-24}
Giga . . . . . **G**	10^{3}	1	10^{-3}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-9}	10^{-10}	10^{-11}	10^{-12}	10^{-15}	10^{-18}	10^{-21}
Mega . . . . . **M**	10^{6}	10^{3}	1	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-9}	10^{-12}	16^{-15}	10^{-18}
Kilo . . . . . **k**	10^{9}	10^{6}	10^{3}	1	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-9}	10^{-12}	10^{-15}
Hecto . . . . . **h**	10^{10}	10^{7}	10^{4}	10	1	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-8}	10^{-11}	10^{-14}
Dizaine . . . . . **D**	10^{11}	10^{8}	10^{5}	10^{2}	10	1	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-7}	10^{-10}	10^{-13}
Unité . . . . . **—**	10^{12}	10^{9}	10^{6}	10^{3}	10^{2}	10	1	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-6}	10^{-9}	10^{-12}
Dixième . . . . . **D**	10^{13}	10^{10}	10^{7}	10^{4}	10^{3}	10^{2}	10	1	10^{-1}	10^{-2}	10^{-5}	10^{-8}	10^{-11}
Centième . . . . . **c**	10^{14}	10^{11}	10^{8}	10^{5}	10^{4}	10^{3}	10^{2}	10	1	10^{-1}	10^{-4}	10^{-7}	10^{-10}
Millième . . . . . **m**	10^{15}	10^{12}	10^{9}	10^{6}	10^{5}	10^{4}	10^{3}	10^{2}	10	1	10^{-3}	10^{-6}	10^{-9}
Nano . . . . . **n**	10^{18}	10^{15}	10^{12}	10^{9}	10^{8}	10^{7}	10^{6}	10^{5}	10^{4}	10^{3}	1	10^{-3}	10^{-6}
(Milli-micro) . (mµ)	10^{21}	10^{18}	10^{15}	10^{12}	10^{11}	10^{10}	10^{9}	10^{8}	10^{7}	10^{6}	10^{3}	1	10^{-3}
Pico . . . . . **p**													
(Micro-micro) . (µµ)	10^{24}	10^{21}	10^{18}	10^{15}	10^{14}	10^{13}	10^{12}	10^{11}	10^{10}	10^{9}	10^{6}	10^{3}	1

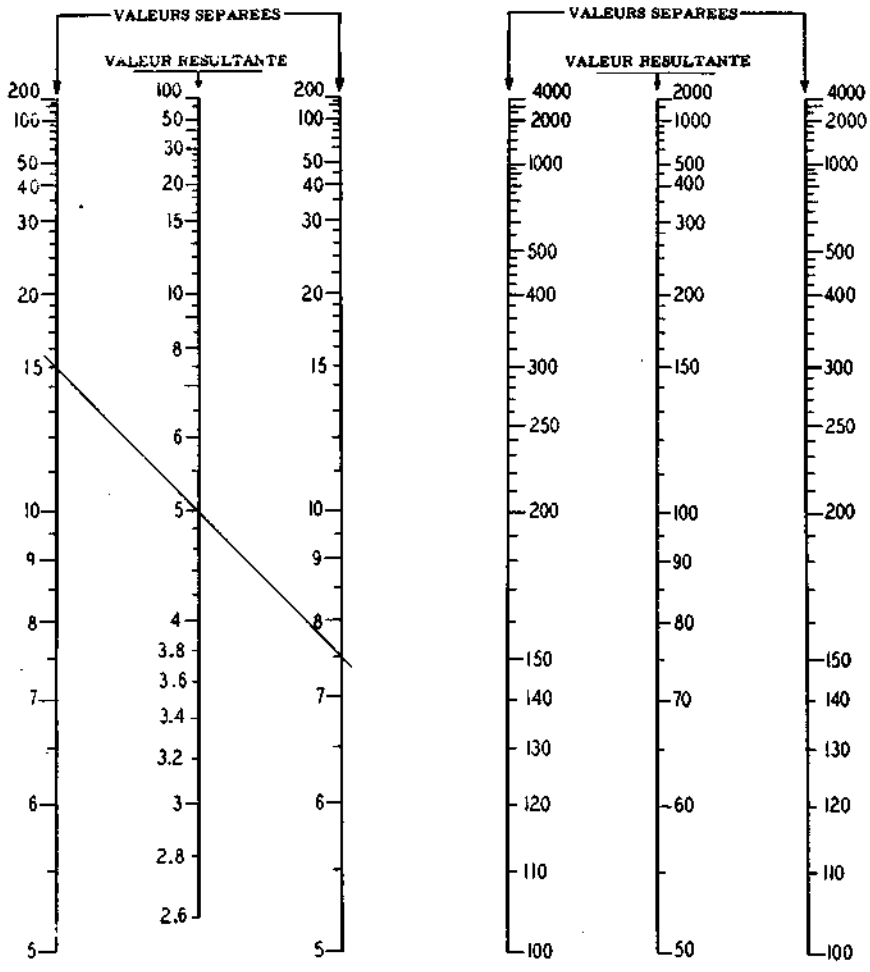


TABLEAU 48 - ABAQUE POUR LE CALCUL DE DEUX CONDENSATEURS EN SERIE

Dans l'exemple donné sur le graphique de gauche, la mise en série d'une capacité de 15 pF, avec une autre capacité de 7,5 pF, donne une capacité résultante de 5 pF. Cet abaque est également réversible: il permet, connaissant à l'avance la valeur de la capacité résultante désirée, de trouver quelles sont les combinaisons de deux capacités mises en série, pouvant permettre d'obtenir cette valeur. Il suffit, pour cela, en faisant pivoter une règle autour du point représentant la capacité désirée, de lire sur les échelles extérieures les différentes combinaisons possibles, dont le nombre est infini. On pourra, ainsi, choisir parmi les condensateurs en sa possession, ceux qui conviendront le mieux au but recherché.

A la page 141 nous avons publié un abaque permettant de calculer la valeur résultante de deux résistances en parallèle; celui que nous donnons, ci-dessous, est identique et peut être employé pour calculer, aussi bien la résultante de deux résistances en parallèle, que la valeur de la capacité de deux condensateurs en série. Le lecteur aura noté, en effet que la formule est la même et qu'une fois les valeurs de résistance ou de capacité exprimées par un nombre, la résolution arithmétique de l'équation est la même.

Il s'agit donc là d'une seconde version du même abaque et le lecteur pourra utiliser indifféremment l'un ou l'autre pour ses calculs, choisissant celui dont l'application lui paraît la plus pratique.

Comme on peut le voir, cet abaque est composé de deux groupes de trois échelles verticales, chacun de ces groupes étant établi pour des valeurs différentes. Celui de gauche convient au calcul de deux valeurs comprises entre 5 et 200 unités et celui de droite, aux valeurs comprises entre 100 et 4 000 unités.

Son mode d'emploi est très simple: connaissant les capacités de deux condensateurs C1 et C2, à mettre en série, on cherche le nombre correspondant à ces valeurs, l'un sur une échelle extérieure, l'autre sur la deuxième. En réunissant les points ainsi trouvés par une droite, on détermine un troisième point, à l'intersection de la droite et de l'échelle centrale, qui donne la valeur résultante. Rappelons que, ainsi que nous l'avons expliqué précédemment, on peut facilement étendre les échelles en multipliant, ou en divisant tous les nombres par un multiple de 10.

De même, si disposant d'une capacité connue (15 pF, par exemple), nous désirons placer en série avec elle une autre capacité pour obtenir une valeur résultante donnée (5 pF), il nous suffira de joindre par une droite les points représentant la capacité connue (15 pF) sur l'échelle de gauche, et la valeur désirée (5 pF), sur l'échelle centrale, pour trouver la valeur nécessaire devant être mise en série (échelle de droite).

Cet abaque (dont les deux parties couvrent la gamme comprise entre 5 et 4 000), peut permettre de calculer n'importe quelle valeur inférieure ou supérieure à celle comprise entre ces limites, en multipliant, ou en divisant tous les chiffres par 10, ou par un multiple ou sous-multiple de 10. C'est ainsi que si, dans l'exemple précédent, C1 = 15 × 1 000 = 15 000 pF, et C2 = =7,5 × 1 000 = 7 500 pF, la valeur résultante sera égale à 5 × 1 000 = 5 000 pF.

Comme nous l'avons dit, cet abaque, de même que celui publié précédemment, permet de calculer aussi bien les résistances en parallèle que les capacités en série et, en outre, il peut servir à calculer la valeur résultante de deux bobines en parallèle, à la *condition qu'il n'y ait aucun couplage entre elles.*

Dans tous les cas, pour obtenir des résultats corrects, il faut que l'unité de mesure soit la même pour les trois échelles. En d'autres termes il faut que les nombres portés sur les échelles correspondent tous trois à des ohms, kilohms ou mégohms, ou bien à des pF, µF ou F, ou bien, encore, à des µH, mH ou H; cela indifféremment, pourvu que l'unité choisie soit la même pour les trois échelles.

Leçon n° 34

CIRCUITS AVEC INDUCTANCE - CAPACITE - RESISTANCE

CIRCUITS A COURANT ALTERNATIF

Dans les précédentes leçons, nous avons étudié séparément les propriétés fondamentales des circuits résistifs, inductifs et capacitifs et nous avons établi ce qui suit:

1) La chute de tension aux bornes d'une résistance est en phase avec le courant.
2) La chute de tension aux bornes d'une inductance est *en avance* de 90° sur le courant.
3) La chute de tension aux bornes d'une capacité est *en retard* de 90° sur le courant.

Ces trois relations sont mises en évidence sur les graphiques de la **figure 1.** Dans ces trois graphiques, la direction des vecteurs indique l'angle de phase, tandis que leur longueur dépend uniquement des valeurs choisies pour un circuit déterminé. C'est ainsi que, si I est l'intensité efficace du courant, aussi bien dans L que dans R et dans C, l'amplitude des tensions respectives à leurs bornes est donnée par:

$$E_R = IR \qquad E_L = IX_L = I\,(2\pi fL) \qquad E_C = IX_C = I\,(1 : 2\pi fC)$$

Puisque l'amplitude du courant alternatif passant dans un circuit est constamment variable, la chute de tension aux bornes des divers éléments sera également variable dans le temps, mais la même variation ne se produit pas au même instant dans chacun d'eux. C'est pour cette raison que la loi de Kirchhoff (appliquée à un circuit à courant alternatif) doit être comprise dans le sens que, *à chaque instant*, la somme des chutes de tension dans un circuit fermé est égale à la somme des augmentations de tension, c'est-à-dire à la tension totale appliquée au circuit.

La **figure 2** représente un circuit-série L-C-R. Les symboles e, e_R, e_L et e_C indiquent les valeurs instantanées des tensions. On a donc:

$$e = e_R + e_L + e_C$$

Cette relation se vérifie pour tous les instants de la période d'un courant alternatif.

Une tension instantanée ne peut donc pas être calculée au moyen de la loi d'Ohm, laquelle est valable uniquement pour les tensions maxima, efficaces ou moyennes, comme nous le verrons par la suite. Toutefois, il est parfaitement possible d'effectuer les calculs en courant alternatif, alors que l'on connaît les valeurs *efficaces* et la phase. C'est ainsi que l'analyse vectorielle dans laquelle la phase est représentée par un angle et la valeur efficace comme une longueur, peut être employée pour faire la somme algébrique des tensions ou des courants sinusoïdaux.

Supposons par exemple, qu'un générateur de courant alternatif, fournissant une tension de 100 volts sous une fréquence de 50 hertz, soit relié à un circuit-série comportant une résistance de 6 ohms et une réactance de 8 ohms, comme le montre la **figure 3-A.**

Pour les circuits L-R, la somme vectorielle des chutes de tension aux bornes de la résistance et de l'inductance doit être égale à la tension appliquée au circuit. Du moment que E_R est en phase avec I, tandis que E_L est en avance de 90° par rapport à I, leur somme vectorielle, égale à 100 volts, est donnée par l'hypoténuse du triangle (figure **3-B**).

Le théorème de Pythagore nous donne:

$$E^2 = E_R^2 + E_L^2$$

En portant dans l'équation les valeurs connues on a:

$$(100)^2 = (IR)^2 + (IX_L)^2 \quad \text{soit} \quad (100)^2 = 36\,I^2 + 64\,I^2$$

$$(100)^2 = 100\,I^2 \text{ d'où } I^2 = 100 \text{ et } I = 10$$

E_R est la chute de tension aux bornes de la résistance, elle est égale au produit IR, qui vaut $6 \times 10 = 60$ volts. E_L est la chute de tension aux bornes de l'inductance, elle est égale au produit IX_L, soit à $8 \times 10 = 80$ volts. La tangente de l'angle de phase φ est égale à $E_L : E_R$, soit à $X_L : R = 8 : 6 = 1{,}33$.

En consultant la table des fonctions trigonométriques publiée dans notre 24ème leçon, on trouve qu'à une tangente dont la valeur est 1,33, correspond un angle de 53°1', qui est donc, dans ce circuit particulier, l'angle de retard du courant sur la tension. Le résultat est représenté graphiquement dans la figure **3-C**.

On peut déterminer d'une manière analogue le courant, la tension et l'angle de phase d'un circuit en série du type R-C. La **figure 4-A** représente un circuit composé d'une résistance de 3 ohms et d'une réactance capacitive de 4 ohms, en série avec une source de tension alternative produisant une tension de 300 volts à 50 hertz. Comme dans le cas précédent, la somme vectorielle des chutes de tension aux bornes de la résistance et de la capacité est égale à la tension totale. Etant donné que E_R est en phase avec I, tandis que E_C est en retard de 90° sur I, leur somme vectorielle, égale à 300 volts, est constituée par l'hypoténuse du triangle rectangle (figure **4-B**). On a donc:

$$E^2 = E_R^2 + E_C^2$$

d'où, en substituant aux lettres leurs valeurs numériques, on tire:

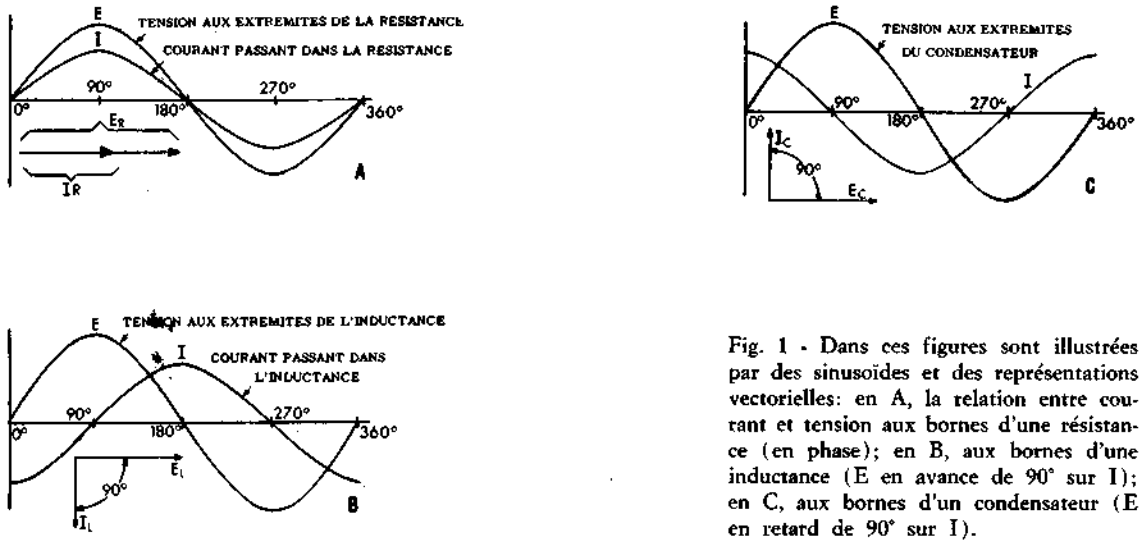


Fig. 1 - Dans ces figures sont illustrées par des sinusoïdes et des représentations vectorielles: en A, la relation entre courant et tension aux bornes d'une résistance (en phase); en B, aux bornes d'une inductance (E en avance de 90° sur I); en C, aux bornes d'un condensateur (E en retard de 90° sur I).

$$(300)^2 = (3 \times I)^2 + (4 \times I)^2 = 25\,I^2$$

En extrayant la racine carré des deux nombres on a:

$300 = 5\,I$ d'où $I = 300 : 5 = 60$ ampères.

E_R, qui est la chute de tension aux bornes de la résistance, est égale au produit IR c'est-à-dire à $60 \times 3 = 180$ volts. E_C, qui est la chute de tension aux bornes du condensateur, est égale au produit IX_C, soit $60 \times 4 = 240$ volts. La tangente de l'angle de phase φ est égale à $E_C : E_R = X_C : R = 4 : 3 = 1.33$. En consultant à nouveau la table des fonctions trigonométriques, nous trouvons encore, que l'angle φ est de 53° 10'. Dans ce circuit, le courant est en avance sur la tension d'un angle de 53°10'. Le graphique de la figure 4-C illustre ce résultat.

CIRCUIT-SERIE L-C-R

Quand les trois éléments de base d'un circuit, c'est-à-dire la résistance, l'inductance et la capacité, se trouvent réunis dans un seul circuit, les chutes de tension le courant et les angles de phase peuvent être déterminés en combinant les méthodes de calcul décrites ci-dessus. La **figure 5-A** schématise un circuit-série *L-C-R* comprenant une résistance ohmique de 6 ohms, une réactance inductive de 8 ohms et une réactance capacitive de 16 ohms, relié aux bornes d'une source de tension délivrant 300 volts à 50 hertz.

Les sections **B** et **C** de la figure 5 donnent respectivement, les représentations graphiques et vectorielles de ce circuit. Puisque dans un circuit-série, le courant a la même intensité en tous les points, le vecteur E_C est en retard de 90° sur I. Par conséquent, E_L et E_C sont déphasés de 180°, l'un par rapport à l'autre, et leur somme vectorielle est égale à leur différence.

C'est ainsi que, E_C étant plus grand que E_L, la tension réactive résultante est égale à $E_C - E_L$, soit à:

$$16\,I - 8\,I = 8\,I$$

La tension réactive résultante est en retard de 90° sur I car elle a la même direction que E_C, c'est-à-dire celle du plus grand vecteur.

La section **D** de la figure 5 est le diagramme vectoriel qui en dérive; il nous apprend que:

$$E^2 = (IR)^2 + (IX)^2$$

En substituant aux lettres les valeurs numériques:

$$(300)^2 = 36\,I^2 + 64\,I^2 = 100\,I^2$$

D'où en extrayant la racine carrée, on a:

$300 = 10 \times I$ et $I = 300 : 10 = 30$ ampères

La chute de tension aux bornes de la résistance, E_R, est égale à IR, c'est-à-dire à $30 \times 6 = 180$ volts. La chute de tension aux bornes de l'inductance est égale à $E_L = IX_L = 30 \times 8 = 240$ volts et, enfin, la chute de tension aux bornes du condensateur est $E_C = IX_C = 30 \times 16 = 480$ volts.

Etant donné que la réactance capacitive de valeur plus élevée, annule complètement la réactance inductive, le circuit tout entier est capacitif; il s'ensuit que le courant est en avance sur la tension d'un angle φ. La tangente de cet angle, tg φ, est donnée par:

$$\frac{X_C - X_L}{R} = \frac{8}{6} = 1{,}33$$

là encore, l'angle de phase est de 53° 10'.

L'étude du circuit-série *L-C-R* met en relief les points importants ci-dessous:

1) Le courant passant dans un circuit *L-C-R* peut être en retard ou en avance sur la tension, selon que X_L ou X_C est le plus grand des deux.
2) Une chute de tension capacitive dans un circuit-série, se soustrait toujours directement de la chute de tension inductive.
3) La chute de tension aux bornes d'un élément présentant une réactance peut avoir une valeur efficace plus élevée que celle de la tension appliquée au circuit.

On peut vérifier ce dernier point en constatant que, dans le circuit de la figure 5, E_C a une valeur efficace de 480 volts, alors que la tension d'alimentation du circuit n'est que de 300 volts seulement. Ce phénomène ne peut absolument pas se produire dans un circuit à courant continu car dans ce cas, les chutes de tension s'additionnent arithmétiquement et, par consé-

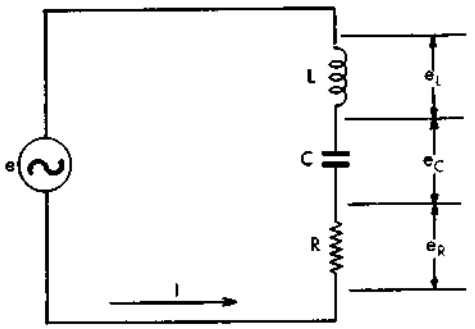


Fig. 2 - Circuit avec L-C-R en série. Les symboles représentent les valeurs instantanées ($e = e_R + e_L + e_C$) qui ne permettent pas l'application de la loi d'Ohm valable pour les circuits en courant continu.

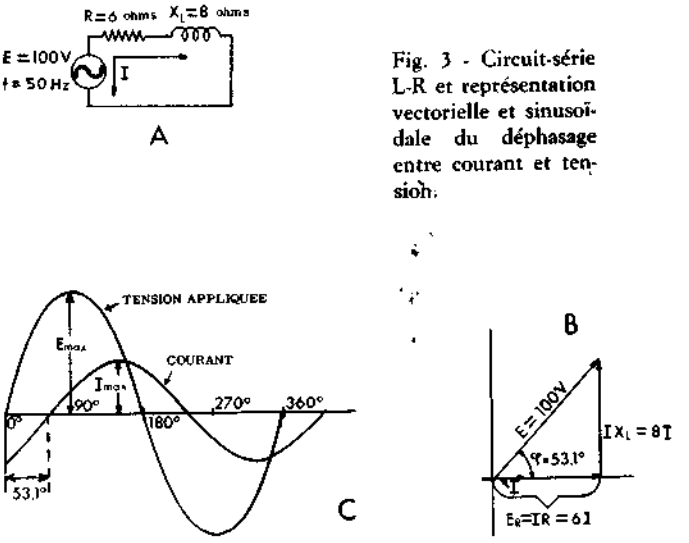


Fig. 3 - Circuit-série L-R et représentation vectorielle et sinusoïdale du déphasage entre courant et tension.

quent, chacune d'elles est nécessairement inférieure à la tension totale. Le fait que l'inverse puisse se produire en courant alternatif, a été noté plus haut lorsque nous avons expliqué que la loi de Kirchhoff ne s'applique qu'aux valeurs *instantanées* de la tension.

ANALYSE DES CIRCUITS-SERIE L-C-R

Les diverses relations exposées ci-dessus peuvent être maintenant, généralisées et il est possible de calculer l'intensité du courant, l'impédance, les chutes de tension et les angles de phase dans n'importe quel circuit-série du type *L-C-R*. La **figure 6-A** donne le schéma d'un circuit-série comprenant une inductance *L*, une capacité *C* et une résistance *R*. Le circuit est relié aux bornes d'une source donnant une tension d'amplitude *E* et de fréquence *f*. La section **B** de la figure donne le diagramme vectoriel.

La chute de tension, *IR* aux bornes de la résistance, est représentée en phase avec le courant *I*. La chute de tension aux bornes de l'inductance est au-dessus de l'axe zéro; celle aux bornes de la capacité est au-dessous de cet axe. La section **C** de la figure 6 illustre les vecteurs résultants, tandis que le triangle de la tension (ayant E_R comme base et E_L-E_C comme hauteur) est représenté dans la section **D** de la figure. La tension résultante, *E* (égale à la tension appliquée au circuit) est l'hypoténuse de ce triangle; on a donc:

$E^2 = I^2R^2 + I^2 (X_L - X_C)^2$ d'ou $E^2 = I^2 [R^2 + (X_L - X_C)^2]$

dont la racine carrée est:

$$E = I \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \text{ d'où } I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}}$$

Or dans un circuit à courant alternatif, l'intensité *I* est égale à *E* : *Z*; on en conclut donc que *Z*, c'est-à-dire, l'impédance totale du circuit *L-C-R*, est égale à la racine carrée du carré de la résistance plus le carré de la différence des réactance; en d'autres termes:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

En examinant le triangle formé par les vecteurs des tensions, nous voyons que le courant est en retard d'un angle φ sur la tension, dont la tangente est donnée par:

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{E_L - E_C}{E_R}$$

de laquelle, par substitution et réduction on tire:

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{X_L - X_C}{R}$$

D'une manière analogue, on trouve que le cosinus de φ est égal à $E_R : E$, d'où:

$$\cos\varphi = \frac{R}{Z} \quad \text{et} \quad Z = \frac{R}{\cos\varphi}$$

Ces résultats peuvent être écrits sous une autre forme. Puisque:

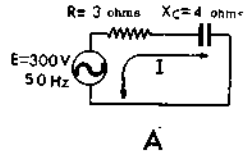
$$X_L = 2\pi fL \quad \text{et} \quad X_C = 1 : 2\pi fC,$$

on a:

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC}\right)^2}$$

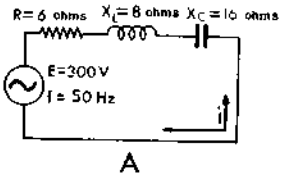
Dans tous les calculs ci-dessus, *E* et *I* sont les valeurs *efficaces* des tensions et des courants.

En examinant la formule générale donnant la valeur de Z, on peut constater que, si la réactance inductive X_L est plus grande que la réactance capacitive X_C, la chute de tension inductive est plus grande que la capacitive et la somme algébrique est une tension inductive; ce qui signifie que cette tension est en avance de 90° sur le courant. Par contre, si la réactance capacitive est supérieure à celle inductive, le contraire se produit et la somme algébrique est capacitive: le courant est alors, en avance de 90° sur la tension. Enfin, si la réactance inductive et la réactance capacitive sont égales, leur somme algébrique est égale à zéro et il se produit alors, le phénomène dit de résonance. Dans ce cas les chutes de tension inductive et capacitive sont d'égale amplitude et sont déphasées de 180°; par conséquent, leur somme vectorielle est égale à zéro. En pratique, cela signifie qu'à chaque instant, la chute de tension e_C aux bornes de la capacité, ajoutée à la chute de tension e_L, aux bornes de l'inductance, donne pour résultat zéro, ce qui s'exprime par l'équation suivante:



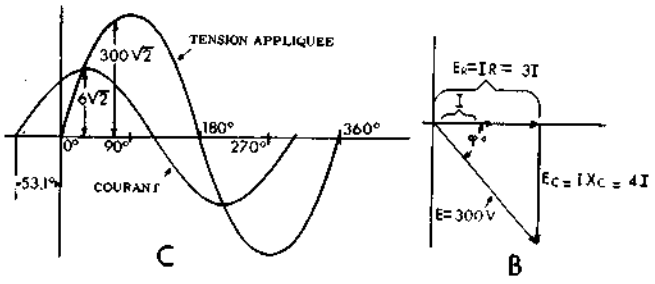
A

Fig. 4 - Circuit-série R-C et représentation vectorielle et sinusoïdale de déphasages entre courant et tension.



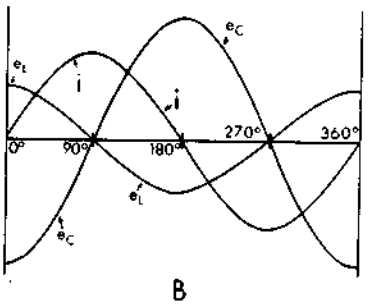
A

Fig. 5 - Circuit-série L-C-R et représentation vectorielle et sinusoïdale des déphasages réciproques.

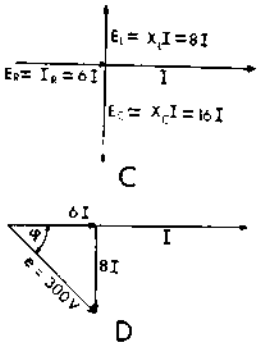


C

B



B



$$e_C + e_L = 0 \quad \text{d'où} \quad e_C = -e_L$$

Ces résultats sont traduits graphiquement sur **la figure 7-A.** On dit qu'un circuit-série *L-C-R* est en résonance quand $X_C = X_L$. En outre, étant donné qu'il n'existe aucune tension réactive, l'impédance du circuit est égale à la résistance en courant continu du circuit lui-même. L'angle de phase φ a une tangente égale à zéro et un cosinus égal à 1, ce qui signifie que le courant circulant dans le circuit est en phase avec la tension qui lui est appliquée. La figure 7-**B** donne la représentation vectorielle de ce qui précède.

Il est important de noter toutefois, que, bien que la somme vectorielle des tensions réactives, soit égale à zéro, la tension aux bornes de chacun des éléments est relativement élevée, car elle est déterminée, pour chacun d'eux, par leur réactance propre et l'intensité du courant qui les traverse. Dans un circuit en résonance, l'intensité du courant est maximum, car elle est limitée seulement par la résistance ohmique, *R*, du circuit; il s'ensuit que la chute de tension aux bornes de chacun des éléments atteint également sa valeur maximum, et peut être très supérieure à la tension de la source.

Un circuit-série du type *R-L-C* peut se présenter, vis-à-vis de la source d'alimentation à laquelle il est relié, comme un circuit des types suivants:

1) Un circuit *RL* ($X_L > X_C$): le circuit est *inductif*, la réactance inductive étant plus grande que la réactance capacitive.
2) Un circuit *RC* ($X_C > X_L$): le circuit est *capacitif*, la réactance capacitive étant plus grande que la réactance inductive.
3) Un circuit *R* ($X_L = X_C$): le circuit est en **résonance**, les deux réactances sont égales et s'annulent. C'est le cas le plus important.

La fréquence de résonance d'un circuit *L-C-R* peut être déterminée à partir des réactances individuelles qui dépendent toutes deux de la fréquence. En effet, la réactance inductive est égale à $2\pi fL$, tandis que la réactance capacitive est égale à $1/2\pi fC$. Il s'ensuit que, à la résonance $X_L = X_C$, on a:

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}, \text{ en résolvant par rapport à } f$$

$$f^2 = \frac{1}{4\pi^2 LC} \quad \text{ou} \quad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Cette formule donne la fréquence *f* à laquelle se produit la résonance d'un circuit-série du type *L-C-R*. De l'examen de la formule ci-dessus on peut conclure que, quelles que soient les valeurs de *L* et de *C*, le circuit aura toujours une *fréquence de résonance propre*. On peut donc en déduire que si la source de fréquence est fixe, il est possible de faire en sorte que le circuit entre en résonance sur cette fréquence.

CIRCUITS L-C EN PARALLELE

Dans l'étude des théories relatives à l'inductance et à la capacité, nous avons vu que les circuits en parallèle des types *L-R* et *C-R* diffèrent des circuits-série du même genre, du fait que la tension aux bornes de *L* et de *R*, ou de *C* et de *R*, a la même valeur; les courants sont déphasés de 90°, et le courant total (courant de ligne) est en retard (*L-R*) ou en avance (*C-R*) sur la tension d'un angle inférieur à 90°. Nous savons aussi que le courant total est plus grand que ceux passant dans chacune des branches parallèles et que, par conséquent, l'impédance totale est inférieure à celle des composants pris individuellement.

A la différence de ce qui se produit dans un circuit-série réactif, une augmentation de la résistance d'un circuit en parallèle réduit l'intensité du courant passant dans la branche correspondante et augmente l'efficacité de l'inductance ou de la capacité; ce qui rend le circuit plus réactif au fur et à mesure que l'angle de déphasage φ se rapproche de 90°.

Dans ce cas, la condition limite serait celle où la résistance aurait une valeur ohmique infinie; la branche dans laquelle elle est placée pourrait alors être considérée comme ouverte et le courant et la tension aux bornes de l'élément réactif seraient déphasés de 90°.

Par contre, dans un circuit en parallèle, la diminution de la résistance produit une augmentation de

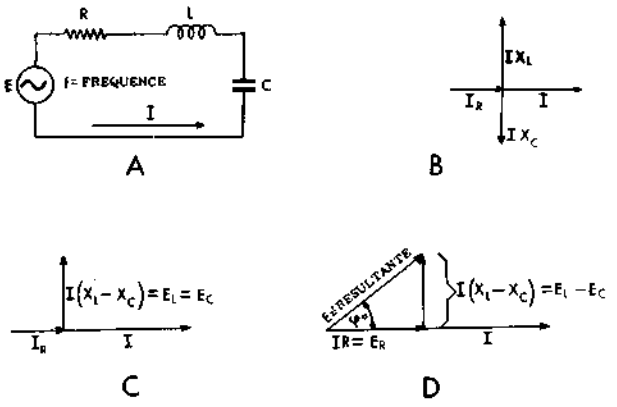


Fig. 6 - Circuit-série L-C-R. En B représentation vectorielle; en C, vecteurs résultants; en D, triangle dont l'hypoténuse donne la valeur de la tension résultante.

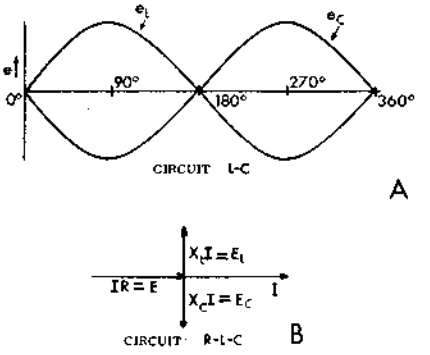


Fig. 7 - Cas classique d'égalité entre la réactance inductive et la réactance capacitive (résonance): la somme vectorielle est égale à zéro. En B, représentation vectorielle obtenue en tenant compte également de la résistance R du circuit.

l'intensité du courant dans la branche correspondante et diminue le rendement effectif de l'inductance ou de la capacité, ce qui a pour effet de rendre le circuit plus résistif au fur et à mesure que l'angle φ tend vers zéro. Dans ce cas, la condition limite serait atteinte lorsque la résistance en parallèle aurait une valeur ohmique égale à zéro, ce qui aurait pour effet de court-circuiter l'élément réactif. La tension et le courant seraient alors, en phase.

Si nous réunissons les circuits-parallèle *L-R* et *C-R* en un circuit unique *L-C-R*, nous trouverons de nouvelles relations entre ces éléments, plus compliquées du fait du comportement particulier de L et de C à la fréquence de résonance. C'est pourquoi, négligeant pour le moment l'effet de la résistance, nous pouvons étudier exclusivement les caractéristiques du circuit *L-C*. La **figure 8-A** donne le schéma simplifié d'un tel circuit: il comporte une réactance inductive de 100 ohms, en parallèle sur une réactance capacitive de 50 ohms. Aux bornes de l'ensemble est appliquée une tension de 300 volts. La représentation graphique des courants est donnée par la figure 8-**B**. Du moment que la tension appliquée est la même sur les deux éléments, elle peut être retenue comme valeur de référence. Le courant passant dans l'inductance est représenté en retard de 90°; il en résulte que ces deux courants sont déphasés entre eux, de 180°.

L'intensité du courant passant dans l'inductance est donnée par $I_L = E : X_L = 300 : 100 = 3$ ampères, et celui passant dans le condensateur a une intensité de $I_C = E : X_C = 300 : 50 = 6$ ampères.

Etant donné que ces courants sont déphasés de 180°, il est possible d'en faire la somme algébrique pour obtenir la valeur effective du courant de ligne, soit $I_T = I_C - I_L = 6 - 3 = 3$ ampères.

Le courant total a donc une intensité de 3 ampères; il est représenté par la ligne en traits discontinus sur la section B de la figure 8. Il est en avance de 90° sur la tension, et le circuit se comporte comme un circuit capacitif, pour la source de tension, car l'effet de la réactance inductive est complètement annulé par la réactance capacitive de valeur plus élevée; ceci est illustré sur le diagramme vectoriel de la figure 8-**C**.

L'impédance totale de ce type de circuit-parallèle présente un intérêt particulier. En effet, dans toutes nos analyses précédentes, nous avons constaté que l'impédance résultant de n'importe quel circuit parallèle est toujours inférieure à celle d'un des composants, que ce soit en courant continu ou en courant alternatif. Mais, dans ce cas particulier, on trouve que l'impédance totale du circuit $Z_T = E_T : I_T = 300 : 3 = 100$ ohms. Cette valeur d'impédance totale (100 Ω) pour ce circuit est supérieure à X_C (50 Ω) et égale à X_L (100 Ω).

On aurait pu trouver le même résultat en utilisant la formule, déjà connue, permettant de calculer l'impédance totale d'un circuit composé de deux éléments en parallèle, soit:

$$Z_R = \frac{X_L \times X_C}{X_L + X_C}$$

de laquelle, en portant les valeurs connues, on tire:

$$Z_R = \frac{100 \times (-50)}{100 + (-50)} = -100 \text{ ohms}$$

Etant donné que X_L et X_C sont également déphasés de 180°, l'un par rapport à l'autre, leurs valeurs, peuvent être additionnées algébriquement. Le signe — (moins) indique la réactance capacitive, considérée, conventionnellement, comme étant de signe contraire à la réactance inductive. Il en résulte donc que $Z_R = -100$ Ω.

En examinant la formule $Z_R = \frac{X_L \times X_C}{X_L + X_C}$ il est intéressant, et très important, de constater qu'à la fréquence de résonance, (c'est-à-dire celle pour laquelle ($X_L = X_C$), le dénominateur de la fraction est égal à zéro et qu'en ce cas, l'impédance totale prend une valeur tendant vers l'infini.

Naturellement, en pratique, il est bien évident que ni *L* ni *C*, ne peuvent jamais présenter une réactance pure au circuit; c'est pourquoi, on peut dire qu'*à la fréquence de résonance*, un circuit parallèle du type *L-C* présente une *impédance maximum à la tension* appliquée, tandis que *le courant* passant dans le circuit a une *intensité minimum*. Au delà de cette fréquence, l'impédance tota-

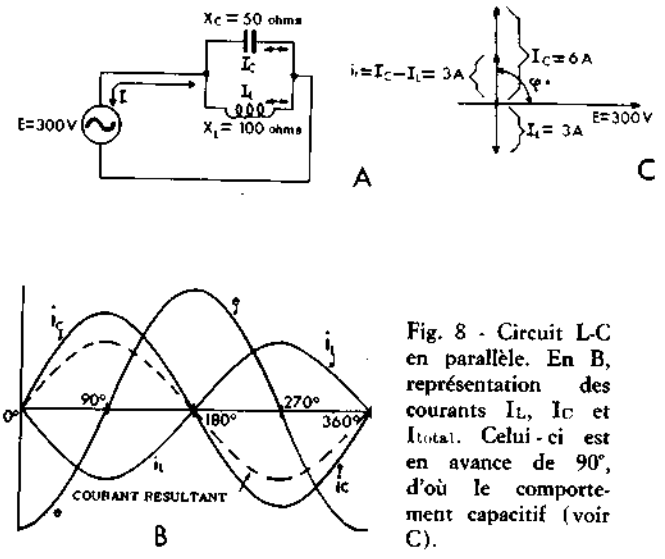


Fig. 8 - Circuit L-C en parallèle. En B, représentation des courants I_L, I_C et I_{total}. Celui-ci est en avance de 90°, d'où le comportement capacitif (voir C).

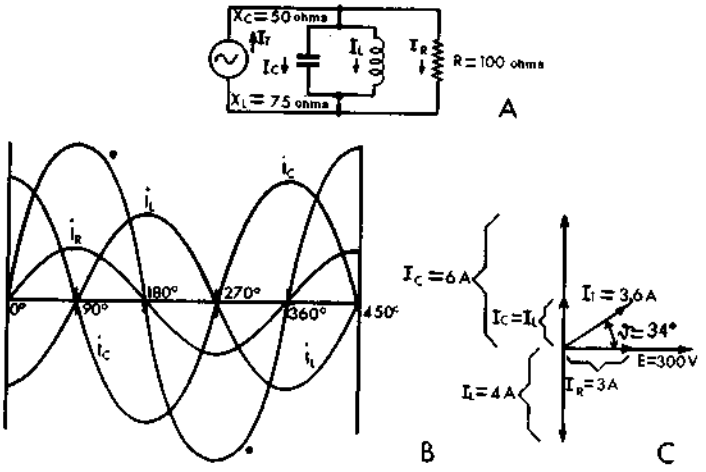


Fig. 9 - Circuit-parallèle L-C-R. En B allure de courants et en C, représentation vectorielle.

le diminue rapidement, tandis que le courant augmente avec la même rapidité.

En poursuivant l'étude de cette formule on constate que, lorsque l'impédance d'une des réactances est la double de celle de l'autre (voir l'exemple ci-dessus), l'impédance du circuit est égale à celle des deux qui a la valeur la plus élevée. Au fur et à mesure qu'augment la différence entre ces deux valeurs, l'impédance totale tend à prendre une valeur comprise entre X_L et X_C, valeur qui est toujours plus forte que la plus petite des deux, et toujours plus faible que la plus grande.

CIRCUITS EN PARALLELE L-C-R

Nous pouvons maintenant, considérer un circuit-parallèle *L-C-R* comme un circuit *L-C* (soumis à l'action réciproque de *L* et de *C*) auquel on a ajouté une résistance *R*, c'est-à-dire une résistance ohmique pure.

La **figure 9-A** en donne un exemple. A n'importe quelle fréquence, en dehors de celle de résonance, (c'est-à-dire avec X_L et X_C de valeurs différentes), les courants dans *L* et dans *C* seront d'intensité différente et leur déphasage sera de 180°. Le courant total sera ainsi inductif ou capacitif selon que l'un ou l'autre des éléments aura la plus forte réactance.

C'est ainsi que, vis-à-vis du générateur, le circuit équivaudra soit à une inductance, soit à une capacité en parallèle sur une résistance *R*. Le courant total (ou courant de ligne) sera donc égal à la somme vectorielle du courant réactif et du courant résistif, tout comme si le circuit n'était composé que d'une seule réactance et d'une résistance.

Par exemple, le circuit de la figure 9-A se compose d'une réactance inductive de 75 ohms, d'une réactance capacitive de 50 ohms et d'une résistance de 100 ohms, le tout étant branché aux bornes d'un alternateur délivrant une tension de 300 volts. La **figure 9-B** donne la représentation graphique des courants dans ce circuit. Il est facile de constater que les courants réactifs sont déphasés de 180°, l'un par rapport à l'autre, et qu'ils sont déphasés tous les deux de 90° vis-à-vis du courant résistif qui, lui, est en phase avec la tension appliquée. Les intensités de ces divers courants sont: $I_L = 300 : 75 = 4$ ampères; $I_C = 300 : 50 = 6$ ampères et $I_R = 300 : 100 = 3$ ampères.

Le courant réactif total, I_X, qui est égal à I_C-I_L, a donc une intensité de 2 ampères. Comme le montre la figure 9-C, le courant total de ligne est égal à la somme vectorielle du courant réactif (capacitif) et du courant passant dans la résistance, soit:

$$I_T = \sqrt{I_X^2 + I_R^2} = \sqrt{13} = 3{,}6 \text{ ampères}$$

On en déduit que l'impédance totale du circuit, Z_T, est égale à $E : I_T = 300 : 3{,}6 = 83$ ohms.

L'angle de phase φ, représentant le retard du courant de ligne sur la tension appliquée aux bornes du circuit, a pour cosinus: $Z : R = 83 : 100 = 0{,}83$; à cette valeur du cosinus (voir la table des fonctions trigonométriques) correspond un angle de 34°.

Au point de résonance, les deux courants réactifs s'annulent réciproquement et le courant total est constitué par le seul courant résistif; on a donc:

$$I_C - I_L = 0; \quad I_T = I_R; \; I_T = E : R; \; Z_T = R;$$
$$\cos\theta = Z : R = 1 \quad \text{et} \quad \varphi = 0°$$

Le courant et la tension sont effectivement en phase aux bornes de la résistance. Il convient de remarquer à nouveau qu'une résistance mise en parallèle sur un circuit *L-C* tend à annuler les effets de la composante réactive; c'est ce que nous avons déjà vu, plus haut à propos des circuits en parallèle, *L-R* et *C-R*. A la fréquence de résonance, l'impédance totale du circuit est égale à la résistance ohmique; la caractéristique essentielle d'un circuit résonnant parallèle, qui est d'opposer une impédance maximum au passage du courant se trouve être ainsi reduite ou annulée par la présence de *R* mise en parallèle sur le circuit *L-C*.

PUISSANCE ABSORBEE DANS UN CIRCUIT EN C.A.

Dans un circuit en courant continu, la valeur de la puissance absorbée par une résistance, ou par l'ensemble du circuit, peut être facilement calculée en appliquant la loi de Joule, $P = I^2 R$; dans laquelle P = puissance absorbée en watts, I = intensité du courant

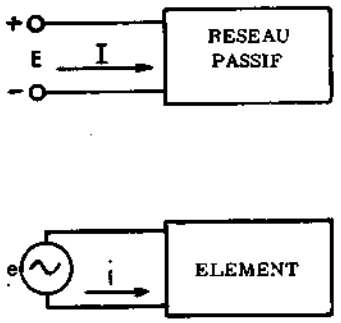


Fig. 10 - Avec une charge en courant continu, la puissance est égale à $I^2 \times R$.

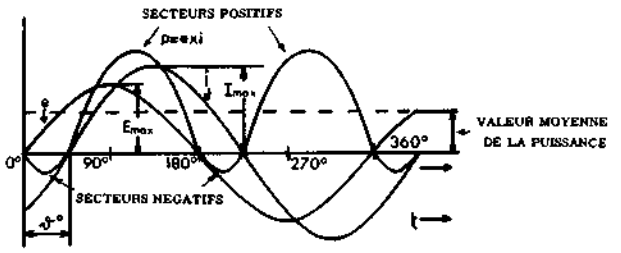


Fig. 11 - Courant, tension et puissance instantanée dans un circuit dont le déphasement entre les dits paramètres est zéro.

total en ampères et R = résistance totale en ohms. Etant donné que la chute de tension aux bornes d'une résistance *R* est égale à *IR*, la formule ci-dessus peut être écrite comme suit: $P = IR \times I = I^2 R$.

Cette formule, pour calculer la puissance absorbée dans un circuit en courant continu, est d'usage général et peut s'appliquer à n'importe quel type de circuit passif (c'est-à-dire ne contenant pas de source interne d'énergie). La **figure 10** en donne un exemple; la puissance absorbée est égale au produit de la tension par le courant de ligne, $P = EI$.

Quand il s'agit de circuits parcourus par un courant alternatif, le calcul de la puissance absorbée est plus complexe. Etant donné que la tension et le courant varient continuellement d'amplitude, le produit *e* par *i* (tension et courant instantanés) est également une fonction du temps, et il donne la puissance instantanée *p*. Cependant, ces deux quantités sont déphasées d'un certain angle φ, comme nous l'avons vu à maintes reprises; la **figure 11** donne la représentation graphique du courant, de la tension et de la puissance graphique du courant, de la tension et de la puissance instantanée dans un circuit dont l'angle de déphasage est nul (égal à zéro). Ce graphique révèle certaines caractéristiques importantes de la puissance instantanée.

1) L'amplitude de la puissance varie avec une fréquence double de celle de la tension; c'est ainsi qu'elle accomplit deux cycles complets pendant un seul cycle de la tension ou du courant.
2) La courbe représentative de la puissance a des alternances positives et négatives. Ensuite, pendant une partie de la période, *p* est négatif et l'on doit comprendre par là que pendant ce temps, l'énergie est restituée au générateur. Cette caractéristique est extrêmement importante car elle démontre que dans un circuit en courant alternatif, l'énergie passe de la source au circuit pendant une partie du cycle et inversement, passe du circuit vers la source pendant une autre partie de ce même cycle; c'est ainsi que, dans le cas où la puissance restituée est égale à celle absorbée, la consommation est nulle.

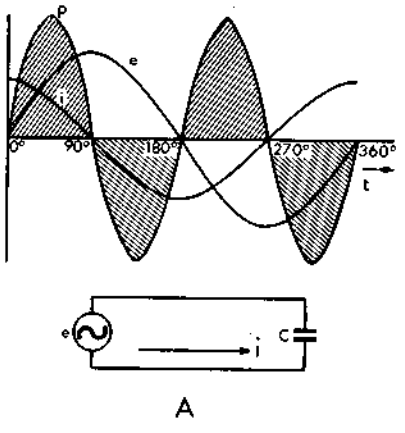
La surface comprise entre la partie positive de la courbe et l'axe, représente l'énergie fournie à la charge, tandis que la surface comprise entre la partie négative de la courbe et l'axe (en dessous de cet axe), représente l'énergie restituée par le circuit à la source d'alimentation. Compte tenu de ce qui précède, nous pouvons donc faire les remarques suivantes:

1) Si au cours d'un cycle (360°), la surface de la partie positive de la courbe de *p* est plus grande que celle de la partie négative, l'énergie fournie par le générateur à la charge est positive, c'est-à-dire qu'il y a consommation d'énergie.
2) Pour des surfaces égales, l'énergie consommée est nulle.
3) Si, par contre, la surface de la partie négative de la courbe de *p* est plus grande que celle de la partie positive, l'énergie est fournie pratiquement par la charge et absorbée par le générateur.

De tout ce qui précède nous pouvons en déduire que:

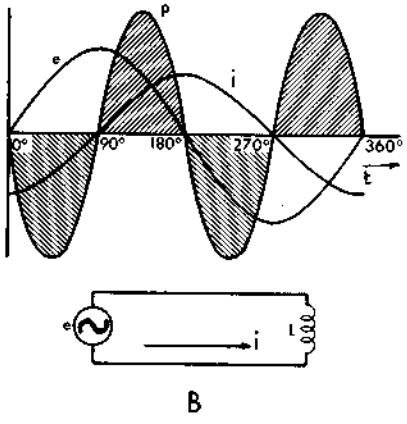
1) Si l'énergie transmise par le générateur à la charge est positive, le circuit a une composante résistive, l'énergie y étant dissipée sous forme de chaleur et ne pouvant donc plus être restituée à la source.
2) Si cette énergie est nulle, cela signifie que le circuit est constitué par des éléments réactifs purs, dans lesquels aucune puissance n'est dissipée.
3) Si l'énergie est transmise de la charge au générateur, le circuit contient son propre générateur, qui délivre une puissance supérieure à celle disponible aux bornes de la source et qui est absorbée par celle-ci.

La **figure 12** illustre ce qui vient d'être dit au moyen de graphiques montrant l'allure des courbes relatives à la tension, le courant et la puissance pour les trois types de circuits en courant alternatif: capacitif, inductif et résistif. Dans les figures **12-A** et **12-B**, la surface de l'alternance positive est égale à celle de l'alternance négative. C'est ainsi que le condensateur du schéma A, se charge pendant le premier quart de la période et se décharge dans le générateur pendant le deuxième quart; ce processus se répète à chaque



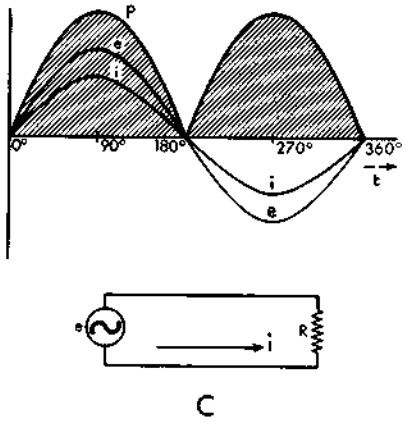
A

Fig. 12-A - Relations entre courant, tension et puissance dans un circuit capacitif en courant alternatif.



B

Fig. 12-B - Relations entre courant, tension et puissance dans un circuit inductif en courant alternatif.



C

Fig. 12-C - Relations entre courant, tension et puissance dans un circuit résistif en courant alternatif.

demi-période de la tension fournie par le générateur. La figure 12-B montre que le même phénomène se produit lorsque le circuit contient une inductance pure, tandis que la figure 12-C démontre que, dans le cas d'une résistance pure, les surfaces hachurées représentant la puissance sont toujours positives, ce qui veut dire que la résistance absorbe complètement l'énergie, sans jamais en restituer au générateur.

Le comportement des composants réactifs du circuit ne doit pas nous surprendre car — ainsi que nous l'avons signalé précédemment — aussi bien la capacité que l'inductance peuvent emmagasiner de l'énergie sans pertes. Par exemple, l'énergie employée pour charger un condensateur peut être entièrement récupérée en faisant décharger la capacité à travers une résistance; dans ce cas, l'énergie électrostatique du condensateur est transformée en énergie calorifique. De même, l'énergie dépensée pour créer un champ magnétique autour d'une bobine, peut être à son tour récupérée en permettant au courant induit dans la bobine sous l'éffet du champ magnétique, de s'écouler à travers une résistance. La **figure 13** montre comment on peut réaliser la décharge d'un élément réactif. En **A** le condensateur *C*, chargé au préalable, est déchargé à travers la résistance *R* lorsqu'on ferme l'interrupteur. En **B**, le courant de la pile qui passe dans *L* y accumule de l'énergie en créant autour d'elle un champ magnétique; dès que l'on ferme l'interrupteur, l'énergie accumulée dans le champ induit une tension dans l'inductance et produit un courant à travers *L*, qui se dissipe dans la résistance *R* sous forme de chaleur.

La résistance *Ro* est mise en série avec la pile pour éviter que celle-ci ne soit court-circuitée lorsque l'interrupteur est fermé.

Puissance moyenne

De l'étude de la puissance instantanée que nous venons de faire, on peut en déduire que dans tous les circuits en courant alternatif contenant des éléments réactifs, la seule puissance effectivement dissipée est celle absorbée par la résistance du circuit. Toutefois, un circuit réactif *semble* consommer une forte puissance, comme on peut l'imaginer en voyant la surface des alternances positives de la figure 12. Il est donc important de remarquer que, si le générateur reçoit en restitution une partie de l'énergie de la charge, il doit toutefois lui en fournir une grande quantité. Cette puissance que le générateur doit fournir (indépendamment de celle qui lui est restituée) est appelée *puissance apparente*; comme dans tout circuit en courant alternatif, sa valeur est égale au produit des valeurs efficaces de la tension et du courant. On a donc:

$$P \text{ (Puissance apparente)} = EI$$

ou, encore, en substituant $\frac{E_{max}}{\sqrt{2}}$ à E, et $\frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$ à I, on a:

$$P \text{ (Puissance apparente)} = \frac{E_{max} I_{max}}{2}$$

La puissance apparente se distingue de la puissance effective dissipée dans la charge, qui prend, elle, le nom de *puissance moyenne* ou « réelle » et qui correspond à l'énergie absorbée par la résistance du circuit. Elle est également définie comme étant la puissance dissipée dans un circuit pendant un cycle de la tension d'alimentation. Un examen du graphique de la puissance montre qu'elle peut être exprimée au moyen de la formule suivante:

$$P = \text{(Puissance moyenne)} = \frac{\text{(surf. alternance positive) - (surf. alternance négative)}}{\text{longueur d'un cycle en radians}}$$

Toutefois, la différence entre ces surfaces correspond à la différence entre la puissance fournie à la charge et la puissance que celle-ci restitue, c'est-à-dire à la puissance absorbée par la résistance du circuit. C'est pour cette raison que la loi de Joule donne la valeur de la puissance effective consommée dans n'importe quel circuit, qu'il soit en c.c. ou en c.a.

C'est ainsi que, P (puissance moyenne) $= I^2 R$.

Mais, comme dans un circuit réactif, l'intensité du courant est égale à $E : Z$, on a:

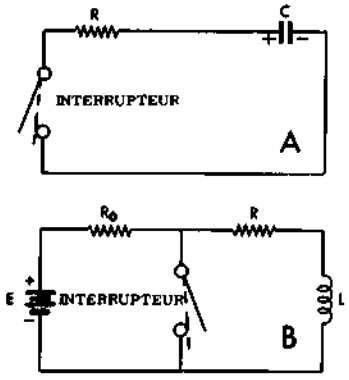


Fig. 13 - Méthodes de décharge d'un élément réactif. Les éléments réactifs (condensateur et inductance) accumulent de l'énergie qu'ils restituent ensuite à la résistance R quand on ferme l'interrupteur.

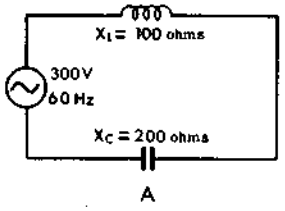


Fig. 14 A - Dans ce circuit (avec X_C et X_L) la puissance apparente est de 900 watts et la puissance moyenne est nulle. Les 900 watts fournis par le générateur sont ainsi restitués intégralement.

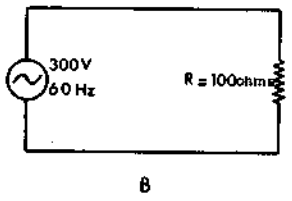


Fig. 14 B - Dans ce circuit (avec R seulement), la puissance apparente et la puissance moyenne sont toutes deux de 900 watts. La puissance fournie par le générateur est donc intégralement dissipée par R.

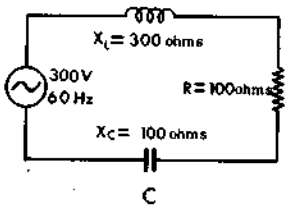


Fig. 14 C - Dans ce circuit (avec X_C, X_L et R), la puissance apparente est de 401 watts et la puissance moyenne de 179 watts. Les éléments réactifs restituent donc 222 watts.

$P = \frac{E}{Z} \times I \times R$ ou bien, en arrangeant les termes:

$$P = EI \times \frac{R}{Z}$$

Le rapport $R : Z$ représente le cosinus de l'angle de phase φ, c'est-à-dire de l'angle que font les vecteurs tension et courant entre eux, comme nous l'avons vu lors de l'étude des circuits *L-C-R*. Par conséquent, la puissance moyenne est égale au produit de EI par le cosinus de l'angle φ, soit: $P = EI \cos \varphi$
dans laquelle: E = valeur efficace de la tension, I = valeur efficace de l'intensité du courant, φ = angle de phase entre tension et courant et P = puissance moyenne absorbée. Les formules donnant la *puissance apparente* deviennent:

$$P = EI \quad P = I^2Z \quad P = E^2 : Z$$

Tandis que celles donnant la *puissance moyenne* sont:

$$P = EI \cos \varphi \quad P = I^2 R$$

Un examen plus poussé de la formule relative à la puissance moyenne nous révèle que si l'angle de phase φ est égal à 90°, son cosinus est égal à zéro et la puissance effectivement absorbée est nulle. C'est ainsi que si l'angle de phase est égal à 90°, cela veut dire que le circuit est exclusivement réactif et restitue autant de puissance qu'il en reçoit. Si par contre, l'angle de phase est nul, son cosinus est égal à 1 et le circuit est exclusivement résistif et absorbe toute la puissance fournie par le générateur.

Le facteur $\cos \varphi$ varie donc de zéro à 1 quand l'angle de phase varie de 90° à 0°. Dans les exemples ci-dessous, l'influence de l'angle de phase sur la puissance absorbée est mise en évidence pour les trois circuits de la **figure 14**, à chacun desquels une tension alternative de 300 volts, 50 hertz est appliquée.

1) Le circuit de la figure **14-A** comporte une réactance inductive de 100 Ω et une réactance capacitive de 200 Ω. Etant donné que ces deux réactances sont de signes opposés, la réactance résultante est capacitive et de 100 Ω; le courant passant dans le circuit a une intensité de 3 A. La puissance apparente est égale à:

$$P = EI = 300 \times 3 = 900 \text{ watts}$$

L'angle de phase de ce circuit capacitif est de 90° et le courant est en avance sur la tension. La puissance moyenne est:

$$P = EI \cos \varphi = 300 \times 3 \times \cos 90° = 900 \times 0 = 0 \text{ watt}$$

Il s'ensuit qu'aucune puissance n'est dissipée dans le circuit, quoique le générateur doive fournir 900 watts qui sont intégralement restitués.

2) Le circuit de la figure **14-B** comporte une résistance de 100 ohms branchée au bornes du générateur. L'intensité du courant est encore de 3 ampères et du moment que le courant et la tension sont en phase, l'angle de phase est égal à 0°. La puissance apparente est

$$P = EI = 300 \times 3 = 900 \text{ watts}$$

tandis que la puissance moyenne est:

$$P = EI \cos \varphi = 300 \times 3 \times \cos 0° = 900 \times 1 = 900$$

Ainsi dans ce cas, la puissance apparente et la puissance effective sont égales.

3) Le circuit de la figure **14-C** comporte une réactance inductive de 300 ohms, une réactance capacitive de 100 ohms et une résistance pure de 100 ohms.

L'impédance est donnée par la formule suivante:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{(100)^2 + (200)^2} = \sqrt{50\,000} = 224 \text{ ohms}$$

L'intensité du courant passant dans le circuit est:

$$I = E : Z = 300 : 224 = 1{,}34 \text{ ampères}$$

L'angle de phase de ce circuit éminemment inductif peut être déterminé au moyen de son cosinus, soit:

$$\cos \varphi = R : Z = 100 : 224 = 0{,}466$$

ce qui nous donne $\varphi = 63{,}4°$

La puissance moyenne dissipée dans le circuit est:

$$P = EI = 300 \times 1{,}34 = 401 \text{ watts}$$

Le circuit consomme 179 watts, mais le générateur doit fournir 401 watts, dont 222 sont restitués sous l'effet des éléments réactifs.

Leçon n° 35

CIRCUITS OSCILLANTS et FILTRES

Les ondes radio-électriques émises par les innombrables émetteurs coexistent toutes, au même moment, dans l'éther; nous savons pourtant qu'un récepteur de radio nous permet de recevoir uniquement la station désirée en accordant ses circuits sur la fréquence de l'émetteur. Nous avons appris, au cours des premières leçons de ce Cours, que la caractéristique qui fait qu'un récepteur puisse *sélectionner*, parmi toutes ces stations, une seule d'entre elles, en éliminant toutes les autres qui pourtant sont reçues au même instant par l'antenne, s'appelle la « sélectivité ». Cette sélectivité, qui est une des qualités importantes d'un récepteur, est obtenue — comme nous l'avons vu précédemment — au moyen d'un ou de plusieurs circuits accordés, constitués par des inductances et des capacités (circuits *L*-*C*).

Rappelons également — voir leçon précédente — qu'un circuit oscillant « résonne » sur une fréquence déterminée, quand les réactances inductive et capacitive ont la même valeur pour cette fréquence.

Nous avons également appris que le courant parcourant une inductance est en retard de 90° sur la tension, tandis que dans une capacité, il est au contraire en avance de 90° sur la tension; ces deux réactances provoquent donc un déphasage réciproque de 180° et elles peuvent être représentées par des vecteurs de sens opposé. C'est ainsi que si elles sont dans un même circuit, elles se soustraient l'une de l'autre et la réactance effective du circuit est égale à leur différence.

CIRCUIT OSCILLANT SERIE

Considérons le circuit-série de la **figure 1-A**. A la fréquence du générateur, la réactance inductive X_L est de 70 ohms et la réactance capacitive X_C est de 25 ohms. Dans la figure 1-**B** est tracé le diagramme vectoriel des réactances et, comme nous l'avons dit, du moment que X_C est déphasé de 180° par rapport à X_L, nous pouvons l'en soustraire. C'est ainsi que, comme le montre la figure 1-**C**, l'impédance nette du circuit vis-à-vis du générateur se compose d'une résistance pure, *R*, en série avec une réactance pure de 45 ohms.

Supposons maintenant que la fréquence de la tension produite par le générateur vienne à diminuer: la réactance du condensateur augmentera, tandis que celle de l'inductance diminuera. Si alors, X_C devient plus grand que X_L, la charge du générateur se comportera comme une résistance en série avec une capacité.

Supposons par contre, que la fréquence soit telle que les deux réactances, inductive et capacitive, soient numériquement égales; dans ce cas, la réactance totale du circuit devient nulle et par suite, l'opposition au passage du courant dans le circuit est due uniquement à la résistance ohmique *R*.

Quand cela se produit, on dit que le circuit est en « résonance »; s'il ne comprend aucune résistance et si celle de la source de tension est nulle, le courant passant dans le circuit tend à prendre une valeur infinie.

Cependant, n'importe quel circuit a toujours une certaine résistance ohmique et le courant ne peut jamais atteindre une valeur infinie. On notera en outre, qu'il n'y a qu'une seule fréquence pour laquelle les deux réactances sont numériquement égales: en d'autres termes, pour des valeurs données de *L* et de *C*, le circuit ne peut résonner *que sur une fréquence* bien déterminée.

Si la fréquence est plus élevée, le circuit-série oscillant se comporte comme un simple circuit inductif, tandis que si la fréquence est plus basse, il se comporte comme un circuit purement capacitif.

Si nous représentons graphiquement l'intensité du courant passant dans un circuit-série résonnant lorsqu'on augmente la fréquence — la fréquence de résonance étant comprise entre la fréquence la plus faible et la fréquence la plus élevée — on obtient la courbe de la **figure 2-A**. Dans ce cas particulier, la fréquence de résonance *fo*, pour laquelle les deux réactances sont égales, est de 1 000 kHz. Le courant est maximum pour cette fréquence et il diminue rapidement pour des fréquences inférieures ou supérieures.

Puisque l'intensité d'un courant dans un circuit-série est fonction de la valeur de l'impédance de ce circuit, on en déduit que l'impédance d'un circuit-série résonnant a une valeur minimum à la fréquence de résonance. La courbe représentant la variation de l'impédance dans un circuit de type série, en fonction de la fréquence, est donnée dans la figure 2-**B**.

Comme nous le savons, la réactance inductive d'une bobine est donnée par $X_L = 2\pi fL$, tandis que la réactance d'un condensateur a pour valeur, $X_C = 1/2\pi fC$.

Puisqu'à la fréquence de résonance, *fo*, ces deux valeurs sont égales, on a donc:

$X_L = X_C$ c'est-à-dire: $2\pi foL = 1 : 2\pi foC$, de laquelle, en résolvant par rapport, à *fo*, on tire:

$$fo = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

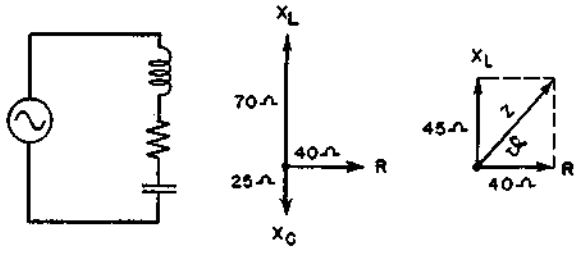


Fig. 1 - Dans le circuit oscillant série (figure A) on peut soustraire la réactance capacitive (X_C) de la réactance inductive (X_L) qui a une valeur plus élevée et qui est déphasée de 180° (figure B). L'impédance nette résultante (figure C) est une résistance pure en série avec la réactance inductive pure résiduelle.

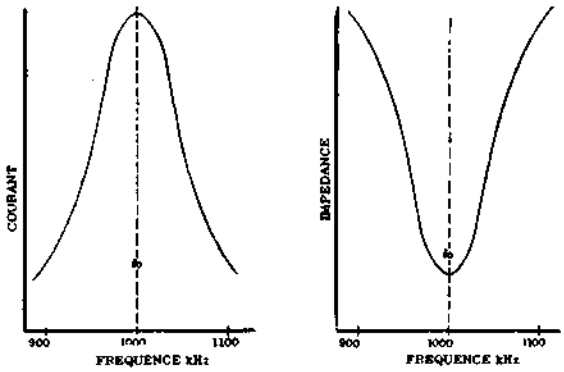


Fig. 2 - Courbe du courant (en A) dans un circuit résonnant série et de l'impédance (en B) dans ce même circuit. La fréquence de résonance est de 1 000 kHz.

Cette équation, qui permet de trouver la fréquence de résonance d'un circuit oscillant, est extrêmement importante en électronique. C'est elle qui permet de calculer les circuits d'accord, les filtres, les circuits réjecteurs et autres dispositifs susceptibles d'être accordés sur une fréquence déterminée.

De cette équation, on peut déduire que la fréquence de résonance d'un circuit peut être changée en faisant varier soit l'inductance, soit la capacité. Nous savons déjà que dans la majorité des récepteurs, l'accord est obtenu en faisant varier la capacité d'un condensateur variable, commandé par un système démultiplicateur; mais nous avons également signalé en son temps que dans certains types de récepteurs, l'accord était obtenu en faisant varier la self-induction d'un bobinage.

Au fur et à mesure qu'une des deux valeurs (inductance ou capacité) s'écarte de celle nécessaire pour obtenir la résonance — soit en plus soit en moins — le courant passant dans le circuit-série diminue rapidement. Toutefois, pour chaque valeur de *L* ou de *C*, il est toujours possible de trouver une fréquence sur laquelle la résonance du circuit puisse se produire à nouveau: C'est ainsi que, si l'on fait varier la valeur de la capacité dans le circuit de la figure 1, de telle sorte que la fréquence de résonance soit fo = 1 000 kHz, on constate que l'intensité maximum du courant est atteinte pour cette fréquence. Dans n'importe quel circuit oscillant, dont on se fixe la fréquence de résonance, il existe une infinité de combinaisons entre *L* et *C* pour lesquelles la résonance peut être obtenue; l'unique condition indispensable est que le produit *LC* reste constant, ce qui veut dire que si l'on augmente l'un des deux éléments (*L* ou *C*), on doit diminuer l'autre dans la même proportion.

La courbe inférieure de la **figure 3** montre la variation de la réactance capacitive d'un condensateur en fonction de la fréquence. Il est facile de voir que la réactance atteint sa valeur maximum aux basses fréquences et que la variation se fait suivant une courbe exponentielle.

La ligne droite supérieure montre, par contre, la variation de la réactance inductive d'une bobine. La fréquence de résonance est celle pour laquelle X_L est égale à X_C.

Dans un circuit-série oscillant, la réactance est capacitive lorsque la fréquence est plus grande que la fréquence de résonance.

Une autre caractéristique importante des circuits oscillants réside dans le fait qu'ils amplifient effectivement la tension du signal sur lequel ils sont accordés. Par exemple, la tension appliquée à un circuit accordé peut être relativement faible mais, si le phénomène de résonance se produit, cette faible tension est suffisante pour donner naissance à un courant important. Du moment que la chute de tension aux bornes de n'importe quel élément du circuit est toujours proportionnelle à l'intensité du courant, la tension à ses bornes atteint donc sa valeur maximum à la résonance. Si la résistance du circuit est très faible, l'intensité du courant est considérable et, par conséquent une forte chute de tension, IX, se produit aux bornes de *L* et de *C*.

Les deux chutes de tension sont d'égale amplitude à la fréquence de résonance, mais leurs polarités sont opposées: de ce fait, elles s'annulent réciproquement vis-à-vis du générateur. Par conséquent, même si l'énergie en jeu est négligeable, la tension IX aux bornes de *L* et de *C* peut être très élevée. Chacune de ces deux tensions IX peut servir à exciter d'autres circuits radio et c'est ainsi qu'il est possible d'obtenir des signaux d'amplitude appréciable à la fréquence de résonance.

En conclusion, les propriétés d'un circuit oscillant série à la résonance peuvent être ainsi résumées:

1) Le courant est maximum,
2) L'impédance est minimum,
3) Les tensions aux bornes de *L* et de *C* sont maximums.

Les circuits-série oscillants sont fréquemment utilisés comme circuits d'antenne soit dans les émetteurs soit dans les récepteurs; ils conviennent tout particulièrement aux émetteurs en raison du fait que le courant atteint son intensité maximum au point de résonance,

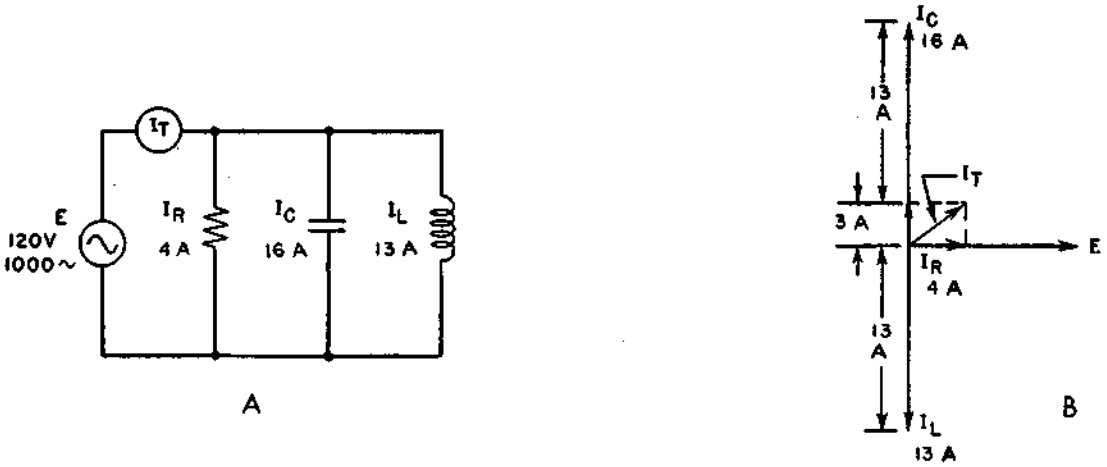


Fig. 5 - Circuit-parallèle (en A); les courants (I_C - I_L - I_R) et la tension E sont figurés en B sous leur forme vectorielle. On y voit comment en soustrayant I_L de I_C, en opposition de phase, il reste un courant de 3 ampères qui, combiné avec I_R, donne le courant total I_T.

phases opposées, le plus faible se soustrait du plus fort. Dans notre cas, la différence entre I_C et I_L donne un courant capacitif de 3 ampères; ce courant se combine avec celui de 4 ampères (de la branche résistive) pour donner le courant de ligne I_T; nous avons donc:

$$I_T = \sqrt{I_R^2 + I_C^2} \quad \text{soit}$$

$$I_T = \sqrt{4^2 + 3^2} = \sqrt{25} = 5 \text{ ampères}$$

La résonance se produit quand $I_C = I_L$; dans ce cas, les courants réactifs s'annulent réciproquement réduisant ainsi l'intensité totale du courant à 4 ampères, valeur du seul courant résistif. Si la résistance est infinie — c'est-à-dire si la branche résistive est pratiquement inexistante — le courant total (I_T) tend vers zéro.

Il est important de noter que, dans un circuit oscillant *parallèle, le courant est minimum à la résonance* Ceci est exactement le contraire de ce qui se produit pour un circuit oscillant *série* où le *courant est maximum à la résonance*. Dans le circuit parallèle, au fur et à mesure que la fréquence du courant s'approche de la fréquence de résonance du circuit, la valeur de X_L s'approche de celle de X_C; les courants réactifs tendent à s'annuler toujours davantage, et par conséquent, le courant de ligne diminue régulièrement jusqu'à ce que — à la fréquence de résonance du circuit — les courants réactifs s'annulent complètement et que subsiste seul le courant résistif.

S'il était possible de relier en parallèle une inductance et une capacité pures, et si ce circuit (sans résistance ohmique) était accordé sur sa fréquence de résonance, le courant de ligne serait nul, tandis que le courant dans chacune des branches atteindrait des intensités élevées. Ainsi, un circuit oscillant parallèle à sa fréquence de résonance, se comporte comme une charge de haute impédance vis-à-vis de la source d'énergie. En d'autres termes, à la fréquence de résonance, le courant emprunté à la source est minimum et l'impédance est maximum.

La **figure** 6 représente les variations de l'intensité du courant et de l'impédance avec la fréquence; il est intéressant de comparer ces deux courbes avec celles de la figure 2, relatives au circuit-série oscillant.

Les courbes de la figure 6 montrent que si la fréquence du courant produit par le générateur, est différente de celle de résonance du circuit, le courant de ligne augmente, ce qui signifie que l'impédance du circuit diminue. Dans la **figure 7-A** est représenté un circuit oscillant parallèle idéal, c'est-à-dire sans résistance; les figures 7-**B**, **C** et **D** montrent son comportement pour des fréquences inférieures, égales ou supérieures à la fréquence de résonance.

Dans le premier cas (*fréquence inférieure*), la réactance capacitive augmente de valeur et la réactance inductive diminue; par conséquent, l'intensité du courant augmente dans la branche inductive. Ce courant inductif fort annule le faible courant capacitif et le courant résultant est en retard sur la tension. Il s'ensuit que pour une fréquence inférieure à celle de la resonance, la charge se comporte vis-à-vis du générateur comme si elle était purement inductive.

Dans le second cas (*fréquence égale* à celle de la résonance), les deux réactances sont égales et s'annulent réciproquement. La charge se comporte comme une résistance pure et le courant est en phase avec la tension.

Dans le troisième cas (*fréquence supérieure*), la réactance inductive augmente de valeur tandis que la réactance capacitive diminue; par conséquent, l'intensité du courant est plus grande dans la branche capacitive. Le courant total est donc en avance sur la tension et la charge se comporte vis-à-vis du générateur, comme si elle était purement capacitive.

La différence principale entre circuit-série résonnant et circuit résonnant parallèle réside dans leur comportement au regard de la source d'énergie pour des fréquences autres que celle de résonance. Dans le circuit, parallèle, l'intensité du courant est le facteur déterminant. Par exemple, au-dessous de la résonance, X_L augmente, tandis que X_C diminue de valeur, ensuite, le courant est plus fort dans la branche ca-

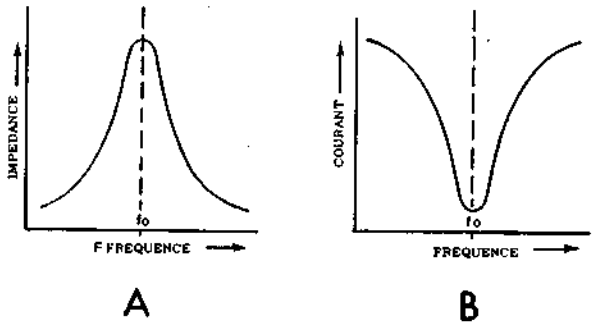


Fig. 6 - Courbe montrant les variations de l'impédance (A) et du courant (B) dans un circuit résonnant parallèle, autour de la fréquence de résonance: On notera que ces courbes sont l'inverse de celles du circuit-série de la figure 2.

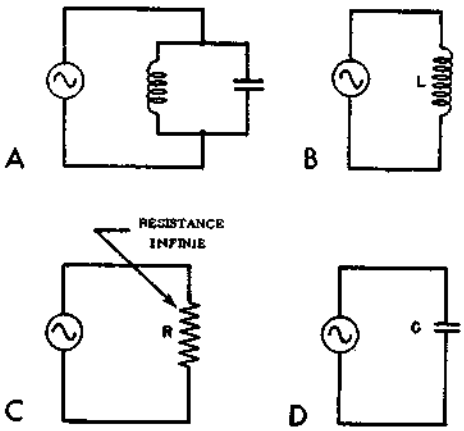


Fig. 7 - Circuit oscillant parallèle (A) et circuits équivalents: fréquence inférieure à la résonance (B), fréquence de résonance (C) et fréquence supérieure (D).

pacitive. Ce courant, Ic annule le faible courant inductif. I_L, et la *réactance* totale du circuit est *capacitive*. Dans un circuit-série oscillant, par contre, pour des fréquences supérieures à la fréquence de résonance, les courants passant dans L et dans C ont la même intensité (puisque dans un circuit-série l'intensité est la même en tous les points du circuit). Cependant étant donné que X_L augmente tandis que X_C devient plus faible, la chute de tension aux bornes de la bobine devient plus grande que celle aux bornes du condensateur; comme elles sont déphasées de 180° l'une par rapport à l'autre, elles se retranchent et la charge offerte au générateur est *inductive*.

L'accord d'un circuit oscillant parallèle est généralement réalisé en faisant varier la valeur de la capacité. La résonance peut être mise en évidence par le fait qu'un ampèremètre placé en série dans la ligne donne une lecture minimum; cela signifie que la plus grande partie du courant passe dans le circuit oscillant lui-même.

Etant donné toutefois, que tout circuit possède une résistance ohmique propre, le courant de ligne ne peut jamais être nul. Cette résistance propre est contistuée presque exclusivement par la résistance du conducteur formant la bobine; c'est ainsi que la résistance ohmique de la branche inductive empêche que l'égalité absolue soit obtenue entre Ic et I_L, comme le montre la **figure 8-A**.

Dans cette figure, la résistance ohmique propre à la branche inductive a été représentée en série avec la bobine (alors qu'en réalité elle en fait partie intégrante). A cause de la présence de cette résistance, le courant passant dans la branche inductive n'est pas exactement déphase de 180° par rapport au courant passant dans la branche capacitive (voir figure 8-**B**) et c'est la raison pour laquelle le courant de ligne ne peut être nul.

Plus la résistance propre du circuit est grande, plus faible est l'effet d'annulation réciproque entre les courants des deux branches et plus élevée est l'intensité du courant de ligne à la résonance. Pour rendre plus clair, ce qui précède, nous avons représenté sur la **figure 9**, les courbes des intensités des courants passant dans trois circuits oscillants ayant la même fréquence de résonance, c'est-à-dire ayant des inductances et des capacités égales, mais présentant des résistances propres différentes: il apparaît évident que la courbe devient plus large et plus plate lorsque cette résistance augmente.

L'impédance d'un circuit oscillant parallèle est maximum à la fréquence de résonance et diminue pour toutes les autres fréquences, inférieures ou supérieures. Comme nous le savons déjà, on a un transfert maximum d'énergie entre un générateur et une charge lorsque leurs résistances internes, ou impédances, sont égales: c'est ainsi que, nous le verrons plus tard, dans les appareils de radio « à lampes », les lampes elles-mêmes étant des éléments à forte résistance interne, il convient d'employer des circuits oscillants parallèles comme circuits d'entrée et de sortie.

Ces mêmes circuits oscillants parallèles sont également employés comme filtres, comme circuits réjecteurs, ainsi que comme circuits de couplage entre lampes; leur sélectivité est définie exactement de la même manière que pour les circuits - série. C'est ainsi qu'un circuit résonnant très sélectif a une courbe pointue, aussi bien pour le courant que pour l'impédance.

Principe du circuit « volant »

Le circuit oscillant parallèle est parfois appelé circuit « volant » ou circuit « réservoir ». Si l'on charge le condensateur au moyen d'une pile (courant continu) et que l'on débranche ensuite celle-ci, il se produit un courant alternatif, de durée très brève, dont la fréquence est égale à la fréquence de résonance du circuit. Ce courant alternatif a une amplitude qui décroît progressivement jusqu'à devenir rapidement nulle, comme nous l'avons vu auparavant. Résumons: l'énergie, tout d'abord emmagasinée dans le condensateur, est ensuite transférée à la bobine où elle se transforme en un champ magnetique. Le courant devient alternatif car il change de sens à la fréquence de ré-

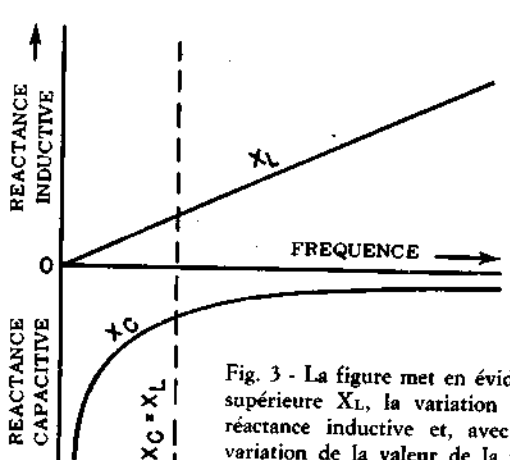


Fig. 3 - La figure met en évidence, avec la droite supérieure X_L, la variation de la valeur de la réactance inductive et, avec la courbe X_C, la variation de la valeur de la réactance capacitive dans un circuit résonnant série. La ligne verticale en pointillés indique le point où les deux valeurs sont égales, c'est-à-dire la fréquence de résonance.

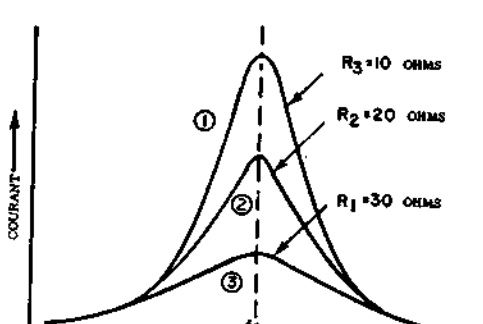


Fig. 4 - La résistance d'un circuit oscillant série détermine sa sélectivité; à la résistance ohmique la plus faible correspond la sélectivité la plus grande.

ce qui permet d'obtenir le rayonnement maximum pour cette seule fréquence.

Ces circuits-série peuvent également être employés comme circuits réjecteurs et comme filtres, dont nous nous occuperons sous peu.

La sélectivité

Nous avons vu que la résistance propre d'un circuit-série oscillant à la résonance, conditionnait l'intensité du courant passant dans ce circuit. La **figure 4** montre l'allure et l'intensité du courant passant dans trois circuits-série, ayant les mêmes valeurs de *L* et de *C* mais ayant des résistances différentes. Le circuit dont la résistance est la plus faible laisse passer le courant maximum et on notera également que la courbe est la plus pointue. C'est pourquoi ce circuit donne la plus grande sélectivité, ce qui veut dire qu'il atténue plus fortement qu'un circuit dont la courbe est large, toutes les fréquences situées de part et d'autre de la résonance.

La *sélectivité* d'un circuit oscillant est définie comme étant *le rapport entre l'intensité du courant à la fréquence de résonance et celle du courant à une autre fréquence déterminée*. C'est ainsi qu'un circuit très sélectif permet le passage d'un courant élevé à la résonance, tandis que ce courant est très faible pour des fréquences voisines. Inversement, un circuit peu sélectif est parcouru par un courant dont l'intensité varie peu pour les fréquences situées autour de la résonance.

La résistance du circuit détermine donc sa sélectivité; dans la majorité des cas, les circuits oscillants utilisés en radio doivent être très sélectifs.

A l'entrée d'un récepteur de radio on dispose de signaux provenant de centaines d'émetteurs ayant des fréquences différentes, mais dont certaines sont très proches les unes des autres. Dans ce cas, seul un circuit oscillant très sélectif peut sélectionner une seule d'entre elles et éliminer toutes les autres. Il existe toutefois des exceptions, que nous verrons plus en détail après avoir étudié les divers procédés de modulation de la porteuse, auxquelles nous faisons simplement allusion pour le moment: c'est le cas de la réception des émetteurs à modulation de fréquence. Pour ce type de réception, une trop grande sélectivité des circuits d'accord nuit à la qualité de la reproduction et il est alors nécessaire d'adjoindre aux circuits, des résistances d'amortissement dont le rôle est d'élargir la bande de fréquence que le circuit peut recevoir sans trop d'atténuation.

CIRCUIT OSCILLANT PARALLELE

Quand une inductance et un condensateur sont branchés en parallèle on obtient un circuit oscillant parallèle. Tout comme dans un circuit-série, la résonance est obtenue quand la réactance inductive est égale à la réactance capacitive. Malgré cette similitude, les circuits oscillants parallèles ont des caractéristiques complètement différentes de celles des circuits-série.

Nous avons vu que, dans les circuits-série à la résonance, les chutes de tension aux bornes de *L* et de *C* sont égales et de signes contraires et que le courant passant dans le circuit atteint sa valeur maximum. Même si la tension appliquée est faible, des tensions assez élevées peuvent être recueillies aux bornes du condensateur et de la bobine. Par contre, dans un circuit parallèle, la tension présente aux bornes de chaque branche est la même et le courant se divise entre les deux. Les courants dans chacune des branches sont déphasés par rapport aux tensions respectives, du fait des réactances: il en résulte que chaque branche peut être parcourue par un courant de plus forte intensité que le courant de ligne, puisque la somme vectorielle de deux courants forts peut être un courant faible.

Considérons le circuit-parallèle de la **figure 5-A**. Le courant passant dans la branche capacitive (16 ampères) est en avance de 90° sur la tension appliquée *E*, tandis que le courant passant de la branche inductive (13 ampères) est en retard de 90° sur la même tension. Le courant passant dans la résistance (4 ampères) est en phase avec la tension *E*. La figure **5-B** donne la représentation vectorielle de tous ces courants. Etant donné que les courants inductifs et capacitifs ont des

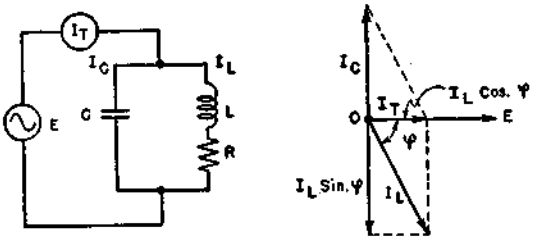


Fig. 8 - Dans un circuit oscillant (A), il existe toujours une certaine résistance R due aux conducteurs. Cette résistance fait que le déphasage ne peut atteindre 180° (B) et en conséquence, le courant de ligne, Ir, ne peut jamais être égal à zéro. Comme dans le cas théorique.

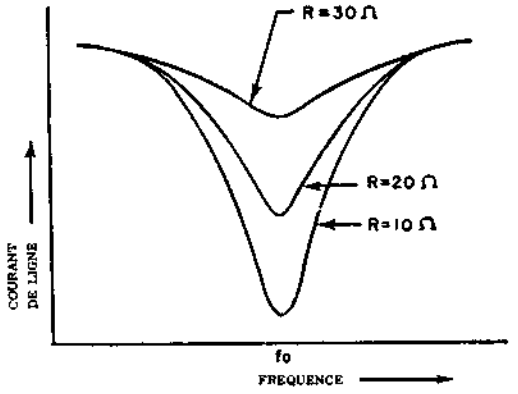


Fig. 9 - Si la résistance du circuit augmente, le courant inductif et le courant capacitif ne peuvent plus se compenser, le courant de ligne augmente et la courbe de résonance s'aplatit sensiblement.

sonance du circuit accordé. Les cycles successifs se répèteraient à l'infini si le circuit n'avait une résistance propre inévitable qui dissipe une certaine quantité d'énergie à chaque cycle, provoquant ainsi, une diminution de l'amplitude du courant mais laissant la fréquence inaltérée.

Pour produire un courant alternatif constant dans un circuit oscillant parallèle, il suffit de compenser les pertes dues à la résistance. Il suffit parfois d'une puissance très faible pour maintenir en oscillation un courant important, dans un circuit résonnant.

Le courant alternatif créé de la manière indiquée ci-dessus, est appelé *courant oscillant* et les circuits oscillants qui le produisent sont dits « circuits réservoir » (« tank circuit » en anglais) en raison du fait qu'ils peuvent emmagasiner de l'énergie ou encore, « circuits volant » car ils agissent comme le volant d'une machine (entretien d'oscillations uniformes).

RESISTANCE EN COURANT ALTERNATIF

Revenons maintenant, aux effets de la résistance dans un circuit oscillant. Que ce soit dans les circuits série ou parallèle, la résistance réduit la valeur de l'impédance totale qui est maximum à la fréquence de résonance et, par conséquent, provoque l'augmentation du courant de ligne (courant prélevé à la source).

C'est ainsi que la résistance augmente la puissance dissipée en pure perte, dans le circuit. Dans un circuit oscillant, la plus grande partie des pertes se produit dans la bobine; elles sont provoquées par la résistance ohmique des conducteurs, l'hystérésis, les courants de Foucault et autres effets propres aux bobines.

La résistance d'un circuit peut donc être définie en fonction de la puissance dissipée. Celle-ci peut apparaître sous forme de chaleur, de rayonnement, ainsi que de couplage magnétique avec d'autres circuits. Les pertes dues à la résistance ohmique se retrouvent sous forme d'énergie thermique; nous savons que la valeur efficace d'une tension ou d'un courant alternatif est égale à la valeur de la tension ou du courant continu produisant une égale quantité de chaleur dans une même résistance. Cependant, en courant alternatif, il arrive qu'une certaine puissance soit dissipée dans un circuit réactif sans donner lieu à une production de chaleur. C'est ainsi, par exemple, que la puissance peut être dissipée sous forme de rayonnement; un conducteur parcouru par un courant alternatif de haute fréquence, rayonne de l'énergie sous forme d'ondes radio-électriques. Un tel conducteur a une résistance de rayonnement égale au quotient de la puissance rayonnée par le carré de l'intensité du courant. Nous pouvons citer le cas des antennes qui doivent présenter une résistance de rayonnement élevée, avec la plus faible résistance ohmique possible, pour que la puissance transmise se dissipe en rayonnement (utile) et non en chaleur (inutile).

Un circuit alimenté en courant alternatif peut consommer une énergie beaucoup plus grande qu'un circuit parcouru par du courant continu. En effet, en courant alternatif, le terme « résistance » désigne tous les phénomènes qui dissipent inutilement de l'énergie, sans aucun profit pour le circuit lui-même.

La résistance totale du circuit en courant alternatif (celle qui entraîne une consommation inutile de puissance) est appelée **résistance effective au courant alternatif.** Elle est toujours supérieure à la résistance ohmique proprement dite en raison des courants de Foucault, de l'hystérésis, de l'effet « de peau » (dont nous avons parlé dans notre leçon consacrée aux inductances) et d'autres phénomènes. Les courants parasites, qui sont des courants induits dans les conducteurs placés dans le champ magnétique variable du circuit, provoquent des pertes thermiques; celles-ci sont particulièrement nuisibles dans les noyaux magnétiques des transformateurs. L'hystérésis augmente les pertes dans les matériaux magnétiques, ainsi que dans tous les éléments placés à proximité. L'effet de « peau » ou effet pelliculaire, est cause de pertes dans les circuits parcourus par des courants H.F.; la distribution non-uniforme du courant dans un conducteur est plus accentuée dans une bobine que dans un conducteur linéaire. Aux fréquences élevées, la résistance effective au courant alternatif peut être de 10 à

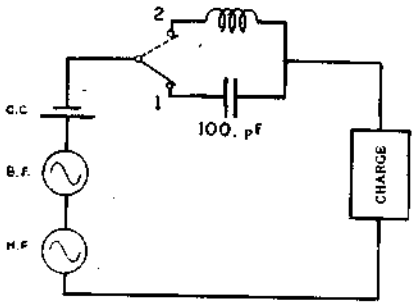


Fig. 10 - Les tensions des trois sources (courant continu, courant B.F. et courant H.F.) atteignent, ou non, la charge selon que l'inverseur est dans la position 1 ou 2 en raison du type de force électromotrice (courant continu, courant alternatif à fréquence basse, courant alternatif à fréquence haute). Ce comportement est la conséquence directe des différentes réactances qui se présentent et de la nature de la source.

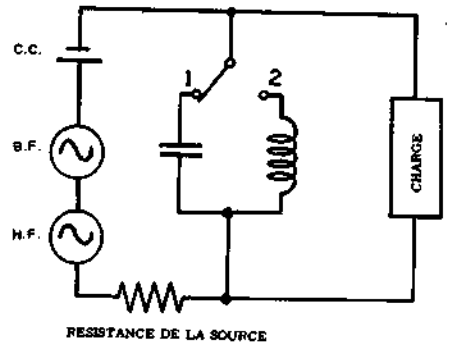


Fig. 11 - Dans le circuit illustré ici, obtenu en mettant le condensateur ou l'inductance en parallèle sur la charge, et non plus en série, les diverses f.e.m. se comportent d'une manière opposée à celle de la figure précédente.

100 fois plus grande que celle en courant continu.

Il est extrêmement important de ne pas confondre la résistance au courant alternatif d'une bobine avec sa réactance et il convient de se rappeler que, lorsqu'on donne les caractéristiques d'un composant en courant alternatif, la résistance annoncée est toujours sa résistance effective.

FACTEUR DE SURTENSION « Q » D'UNE BOBINE

Etant donné que la résistance d'un circuit accordé (ou circuit oscillant) est essentiellement constituée par la résistance effective de sa bobine, le rapport entre la réactance inductive et la résistance de cette bobine donne la mesure de l'efficacité ou du « rendement » non seulement de cette dernière, mais encore de celle du circuit tout entier. Nous rappellerons, à ce propos, ce que nous avons déjà dit dans notre 29ème leçon. Ce rapport, appelé « facteur de surtension », Q, reste sensiblement constant dans une gamme étendue de fréquence, bien qu'il diminue légèrement quand celle-ci augmente. Un circuit ayant un coefficient de surtension élevé a une courbe de résonance pointue, tandis qu'un circuit ayant un faible Q a une courbe plus aplatie.

Le Q d'un circuit résonnant comportant une bobine munie d'un noyau magnétique peut varier entre 50 et 250. Une cavité résonnante argentée, pour ondes ultra-courtes, a un facteur Q atteignant 30 000.

On peut également définir le facteur de surtension (ou facteur de mérite) d'un circuit, comme étant le rapport entre la puissance totale appliquée au circuit et la puissance dissipée dans sa résistance.

L'impédance d'un circuit résonnant parallèle, à sa fréquence de résonance, est égale à Q fois la réactance de la bobine ou du condensateur. On a donc :

$Z = Q X_L = Q X_C$ (puisque $X_L = X_C$, à la fréquence de résonance)

et, étant donné que $Q = X_L : R$, on a:

$$Z = Q X_L = \frac{X_L \times X_L}{R} = \frac{X_L^2}{R}$$

Le courant circulant dans un circuit oscillant parallèle, à la résonance, est égal à Q fois le courant de ligne : $I_{osc} = Q I_{ligne}$

LES FILTRES

Nous savons ce que sont les filtres mécaniques: ce sont des dispositifs qui laissent passer des substances déterminées, tandis qu'ils retiennent d'autres substances indésirables. De même, en électronique, les filtres laissent passer une fréquence ou une bande de fréquence désirée, tandis qu'ils arrêtent les fréquences indésirables.

La réactance d'une bobine ou d'un condensateur variant avec la fréquence, il en résulte que, en utilisant diverses combinaisons de bobines, de condensateurs et de circuits accordés, il est possible de séparer non seulement le courant continu (fréquence zéro) du courant alternatif, mais encore de séparer des courants alternatifs de fréquences différentes.

Une résistance ohmique ne peut constituer un filtre à elle seule car elle oppose la même résistance à tous les courants, quelle que soit leur fréquence; toutefois, en combinant une résistance et un condensateur dans un circuit de filtre, la résistance règle la vitesse de charge et de décharge du condensateur ce qui a pour effet d'atténuer les fréquences élevées (car le condensateur n'a pas le temps de se charger et de se décharger complètement pendant les alternances du courant) et l'on peut ainsi constituer des filtres à résistances-capacités.

Avant de parler des différents types de filtres, il convient d'étudier les effets produits par la mise en série, ou en parallèle, de condensateurs et d'inductances sur une charge. La **figure 10** montre un circuit comportant trois sources de tensions: une pile fournissant un courant continu, un alternateur produisant un courant basse fréquence et un deuxième alternateur fournissant un courant alternatif de fréquence élevée.

Quand l'inverseur est dans la position 1, le condensateur est mis en circuit. Le courant continu est complètement éliminé, car le condensateur oppose une

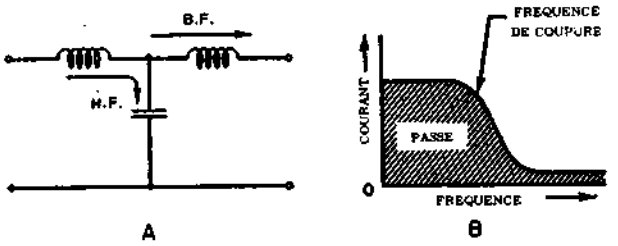


Fig. 12 - Schéma d'un filtre passe-bas (A). Pour comprendre son fonctionnement, il faut le considérer comme un ensemble de circuits-série et parallèle. Les fréquences élevées qui pouvent traverser la première inductance, trouvent un chemin plus facile à travers le condensateur. Par contre, les fréquences basses ne rencontrent que peu d'opposition de la part des bobines: en conséquence, seules les fréquences comprises entre 0 et la fréquence de coupure peuvent passer à travers ce filtre (B).

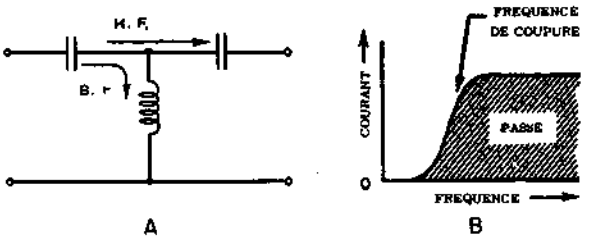


Fig. 13 - Schéma d'un filtre passe-haut (A). C'est l'inverse du précédent; les éléments sont intervertis et les fréquences élevées passent par la voie capacitive, tandis que les basses fréquences, qui ont traversé le premier condensateur passent dans l'inductance. Sont seules transmises les fréquences supérieures à la fréquence de coupure. La résultat est illustré dans le schéma (B).

impédance infinie à son passage. Le courant alternatif B.F. est très fortement atténué par la présence de la faible capacité (100 pF) qui présente une forte réactance aux fréquences basses. Cependant, l'impédance du condensateur devient très faible aux fréquences élevées (H.F.) et le courant correspondant peut passer librement dans le circuit.

Quand, par contre, l'inverseur est dans la position 2, la bobine est mise en série avec la charge. Le courant continu se trouve très peu atténué. De même — étant donné que X_L est directement proportionnel à la fréquence — la réactance opposée aux fréquences basses est minimum, tandis que l'impédance aux fréquences élevées est tellement grande que celles-ci sont arrêtées et ne peuvent atteindre la charge.

La **figure 11** illustre un circuit pourvu des mêmes sources d'énergie que celles du circuit précédent mais, cette fois, l'inverseur permet de mettre la bobine ou le condensateur en parallèle sur la charge (et non plus en série avec elle). Dans la position *1*, le condensateur est en parallèle sur la charge et, tandis que le courant continu et le courant alternatif à basse fréquence ne peuvent passer à travers la forte réactance capacitive — ces deux courants continuent donc de passer par la charge — le courant H.F. traverse le condensateur et ne passe plus (ou très peu) dans la charge.

L'effet contraire se produit quand, en mettant l'inverseur dans la position 2, on branche la bobine en parallèle sur la charge. Dans ce cas, les courants H.F. arrêtés par l'impédance élevée que leur oppose la bobine, continuent à passer dans la charge qui présente pour eux une moins grande impédance. Le courant continu et le courant alternatif à basse fréquence par contre, passent dans la bobine qui, pour eux, présente une impédance plus faible que la charge.

FILTRE PASSE-BAS

La **figure 12-A** donne le schéma de principe d'un filtre passe-bas. Celui-ci, comme son nom l'indique, permet le passage des seules fréquences basses, depuis le courant continu jusqu'à une fréquence limite dite « **fréquence de coupure** ».

Le fonctionnement de ce filtre se comprend facilement si on le considère comme étant formé d'un circuit-série et d'un circuit-parallèle. La section en série est constituée par des bobines et nous savons que l'impédance des inductances est proportionnelle à la fréquence: ainsi, lorsque la fréquence augmente, l'impédance du circuit-série augmente également s'opposant au passage des fréquences élevées. En d'autres termes, une inductance en série permet le libre passage du courant continu et du courant alternatif basse fréquence, tandis qu'il offre une impédance notable à la haute fréquence. D'autre part, la section en parallèle constituée par le condensateur, offre une très faible impédance aux fréquences élevées, tandis qu'elle s'oppose au passage du courant continu et des fréquences basses. Par conséquent, les courants se divisent comme indiqué sur la figure: les fréquences élevées sont filtrées et seules les fréquences basses (et le courant continu) passent à travers le filtre. Les valeurs d'inductances et de capacité peuvent être choisies de telle sorte que les courants ne subissent qu'une faible atténuation jusqu'à une certaine fréquence (**fréquence de coupure**) et une atténuation maximum au-delà de cette limite. Naturellement il n'y a pas coupure brutale, car nous savons que la réactance varie avec la fréquence, et le filtre passe-bas aura une courbe de réponse dont l'allure générale est indiquée dans la figure 12-**B**.

FILTRE PASSE-HAUT

Le schéma de ce filtre, qui peut être considéré comme étant l'inverse du précédent, est donné par la **figure 13-A**. Les condensateurs en série présentent une faible impédance aux fréquences élevées, tandis que pour de telles fréquences, la bobine en parallèle présente une impédance considérable. Il s'ensuit que les courants H.F. passent à travers le filtre en ne subissant qu'une faible atténuation.

Les courants B.F. sont fortement atténués car les

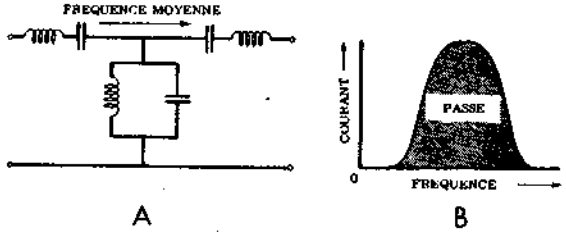


Fig. 14 - Filtre passe-bande. La section en parallèle est constituée par un circuit résonnant dans la gamme de fréquence à transmettre; il présente un passage facile pour toutes les outres fréquences qui sont, ainsi déviées. Les sections en série sont également accordées dans la bande désirée: elles opposent un obstacle à toutes les fréquences situées en dehors de cette gamme. La courbe de réponse de ce filtre est figurée en B.

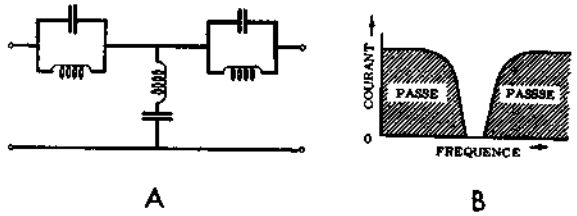


Fig. 15 - Filtre éliminateur de bande. En intervertissant les positions des circuits oscillants de la figure précédente, on peut obtenir l'élimination d'une bande de fréquence et le passage de toutes les autres fréquences, inférieures ou supérieures. La courbe de réponse de ce filtre est donnée en B. Les limites et la position de la bande dépendent des valeurs employées.

éléments du circuit se comportent, en ce qui les concerne, d'une manière exactement opposée, c'est-à-dire qu'ils présentent une forte réactance capacitive en série et une faible réactance inductive en parallèle. Par conséquent, les courants se divisent comme indiqué sur la figure: les fréquences basses sont filtrées (le courant continu est arrêté) et seules les fréquences élevées passent à travers le filtre. La figure 13-**B** donne la courbe de réponse d'un tel filtre. Les valeurs des composants peuvent être choisies de telle sorte que les fréquences à éliminer soient atténuées au maximum, tandis que celles désirées ne subissent que peu d'atténuation.

Filtre passe-bande

Une filtre passe-bande (**figure 14-A**) permet le passage de courants dont les fréquences sont comprises dans une gamme continue limitée par une valeur maximum et une valeur minimum (fréquences de coupure). Dans ce type de filtre, la section en parallèle est constituée par un circuit résonnant parallèle, dont la fréquence de résonance est à l'intérieur de la gamme désirée, c'est-à-dire celle que le filtre doit laisser passer. La section en série est formée de deux circuits résonnants en série, accordés sur la même fréquence. Ces deux circuits - série opposent une forte impédance à toutes les fréquences, à l'exception de celles contenues dans la bande désirée; le circuit parallèle pour sa part, présente une faible impédance pour les fréquences situées de part et d'autre de la bande à transmettre. Il en résulte que seule la bande de fréquence choisie peut passer à travers le filtre, tandis que toutes les autres sont arrêtées. Le choix des éléments se fera en fonction de la bande de fréquence à transmettre. La figure 14-**B** donne la courbe de réponse d'un tel filtre.

Filtre éliminateur de bande

Un filtre éliminateur de bande a pour fonction de: 1) supprimer toutes les fréquences comprises dans une gamme déterminée, limitée par les fréquences de coupure supérieure et inférieure. 2) favoriser le passage des fréquences situées en dehors de cette gamme. La **figure 15-A** donne le schéma d'un tel filtre et la figure **15-B** montre la courbe de réponse. Les circuits résonnants parallèle placés en série dans la branche supérieure du filtre offrent une impédance élevée à toutes les fréquences indésiderables. Le circuit-série se comporte comme un véritable court-circuit pour ces mêmes fréquences et interdit leur passage vers la charge. Toutes les autres fréquences, supérieures ou inférieures à la bande à éliminer trouvent, dans ce filtre, une impédance très faible à travers les circuits résonnants parallèle et une forte impédance opposée par le circuit-série, elles peuvent donc passer par le filtre et atteindre la charge.

Applications générales des filtres

La principale application des filtres se rencontre dans les circuits d'alimentation des appareils électroniques à partir du secteur alternatif. La tension alternative du secteur est tout d'abord redressée, ce qui a pour effet de la transformer en un courant continu pulsé passant dans un seul sens. Pour éliminer les pulsations et niveler le courant, on utilise un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est inférieure à la fréquence des ondulations (généralement 50 ou 100 hertz). En effet, le courant continu pulsé peut être considéré comme étant composé d'un courant continu, auquel se superpose une composante alternative; le filtre passe-bas élimine la composante alternative, permettant le passage du seul courant continu.

Les filtres passe-bande sont employés dans les circuits d'accord des récepteurs, qu'ils soient du type à amplification directe ou superhétérodyne. Nous verrons plus tard leur réalisation pratique.

Il est, enfin, possible de monter des filtres en série pour obtenir un meilleur filtrage. C'est ainsi par exemple, que deux filtres passe-bas éliminent plus efficacement les fréquences indésiderables qu'un seul et, parfois, il est nécessaire d'employer plusieurs cellules de filtre l'une à la suite des autres.

Leçon n° 36

SYMBOLES - ABREVIATIONS

E_C = Tension aux bornes d'une capacité

E_L = Tension aux bornes d'une inductance

P_{app} = Puissance apparente

P_m = Puissance moyenne

F_o ou f_o = Fréquence de résonance

FORMULES

$E_L = I X_L$

$E_L = I\ (2\pi f L)$

$E_C = I X_C$

$E_C = I\ (1 : 2\pi f C)$

$P_{app} = I^2 Z$

$P_{app} = E^2 : Z$

$P_m = E I\ (R : Z)$

$P_m = EI \cos \varphi$

$$P_m = \frac{\text{(surf. alternance positive) - (surf. alternance négative)}}{\text{longueur d'un cycle en radians}}$$

$$P = \frac{E_{max} I_{max}}{2}$$

$Q = X_L : R$

Dans un circuit-série L-C-R :

$e = e_R + e_L + e_C$

$E = I \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$

$$I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(2\pi f L - \frac{1}{2\pi f C}\right)^2}$$

$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$

Dans un circuit oscillant:

$$F_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

Un circuit L - C est en résonance quand:

$X_L = X_C$

Dans un circuit L - C parallèle:

$$Z = \frac{X_L X_C}{X_L + X_C}$$

QUESTIONS sur les LEÇONS N^{os} 34 et 35

N. 1 — Quelles sont les relations entre les chutes de tension aux bornes des éléments d'un circuit-série L-R ou C-R, en courant alternatif ?

N. 2 — Quelles sont les relations qui existent entre les chutes de tension aux bornes des éléments d'un circuit-série L-C-R, en courant alternatif ?

N. 3 — Quel est le comportement d'un circuit L-C, à l'égard du courant, lorsque la réactance inductive est égale à la réactance capacitive ?

N. 4 — Dans quelle condition se trouve un circuit L-C si la réactance inductive est égale à la réactance capacitive ?

N. 5 — Quelle est la relation entre les courants des deux branches d'un circuit L - C en parallèle ?

N. 6 — Quels sont les phénomènes se produisant dans un circuit résonnant L-C parallèle ?

N. 7 — La courbe représentant graphiquement la puissance en courant alternatif, a-t-elle seulement une alternance positive ?

N. 8 — Qu'entend-on par « puissance apparente » dans un circuit L-C-R?

N. 9 — Donner la formule de la puissance moyenne effective.

N. 10 — Quel est l'élément qui, dans un circuit L-C-R dissipe effectivement une certaine puissance lorsqu'il est parcouru par un courant alternatif ?

N. 11 — Par quoi l'intensité du courant, circulant dans un circuit résonnant, est-elle déterminée ?

N. 12 — Quel est le comportement d'un circuit L-C série, vis-à-vis du générateur, lorsqu'il est accordé sur une fréquence inférieure à celle de résonance ?

N. 13 — Quelle est la valeur de la self-induction d'une bobine devant être mise en série avec une capacité de 250 pF, pour obtenir la résonance du circuit sur 500 kHz ?

N. 14 — Dans un circuit accordé L-C, que devient la fréquence de résonance si la capacité augmente ?

N. 15 — Comment sont les tensions aux bornes de l'inductance et de la capacité par rapport à la tension de la source, dans un circuit résonnant série, à la fréquence de résonance ?

N. 16 — Comment se comporte un circuit résonnant parallèle vis-à-vis du générateur, lorsqu'il est accordé sur une fréquence inférieure à celle de résonance ?

N. 17 — Comment doit être branché un circuit parallèle par rapport à la charge, pour éliminer une gamme déterminée de fréquence ?

N. 18 — Quel doit être le type du filtre à employer pour interdire le passage d'une tension alternative ayant une fréquence de 50 Hz ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 259

N. 1 —

Sous forme de champ électrostatique.

N. 2 —

Le pouvoir inducteur spécifique, ou constante diélectrique *K*, est le rapport entre le nombre des lignes de flux électrique dans un diélectrique et celles qui se produiraient dans l'air, toutes les autres caractéristiques électriques et mécaniques restant identiques.

N. 3 —

On l'appelle courant de déplacement diélectrique.

N. 4 —

La surface des armatures, la distance les séparant et la constante diélectrique de l'isolant placé entre les armatures.

N. 5 —

La capacité augmente.

N. 6 —

La capacité devient plus grande, car les deux capacités s'ajoutent.

N. 7 —

Ni résistance, ni impédance: à l'instant même de la mise sous tension, le condensateur se comporte comme un court-circuit.

N. 8 —

L'intensité du courant augmente car la réactance capacitive diminue lorsque la fréquence augmente.

N. 9 —

La tension atteint 17,29 volts en 80 secondes.

N. 10 —

Cela signifie que dans une inductance, la tension est en avance sur le courant et que dans un condensateur par contre, le courant est en avance sur la tension.

N. 11 —

La réactance capacitive est égale à 79,5 ohms.

N. 12 —

Sa capacité est égale à 0,002 F, soit 2 000 µF.

N. 13 —

Elle correspond à 20 µF.

N. 14 —

Elle correspond à 2 000 pF.

N. 15 —

Parce que ses électrodes, qui sont enroulées pour former un bloc cylindrique, constituent, outre une capacité, deux inductances couplées entre elles.

N. 16 —

La capacité est de 1 000 pF.

N. 17 —

La capacité est de 66,7 pF.

N. 18 —

De 50%, pour avoir une marge de sécurité suffisante.

N. 19 —

De la nature et de l'épaisseur de son diélectrique.

N. 20 —

Un diélectrique d'une épaisseur minimum.

N. 21 —

A compenser des différences de capacité.

N. 22 —

Pour obtenir une variation non-linéaire de la capacité.

TABLEAU 49 — GRAPHIQUE POUR LE CALCUL DES DEPHASAGES DANS LES CIRCUITS R-C, R-L et R-L-C

Le graphique de la page suivante permet de calculer le déphasage d'une tension alternative présente aux bornes d'une résistance, par rapport à la tension de la source, dans des circuits en série mixtes *R-C*, *R-L* et *R-L-C*.

Il est basé sur des principes connus de nos lecteurs, à savoir:

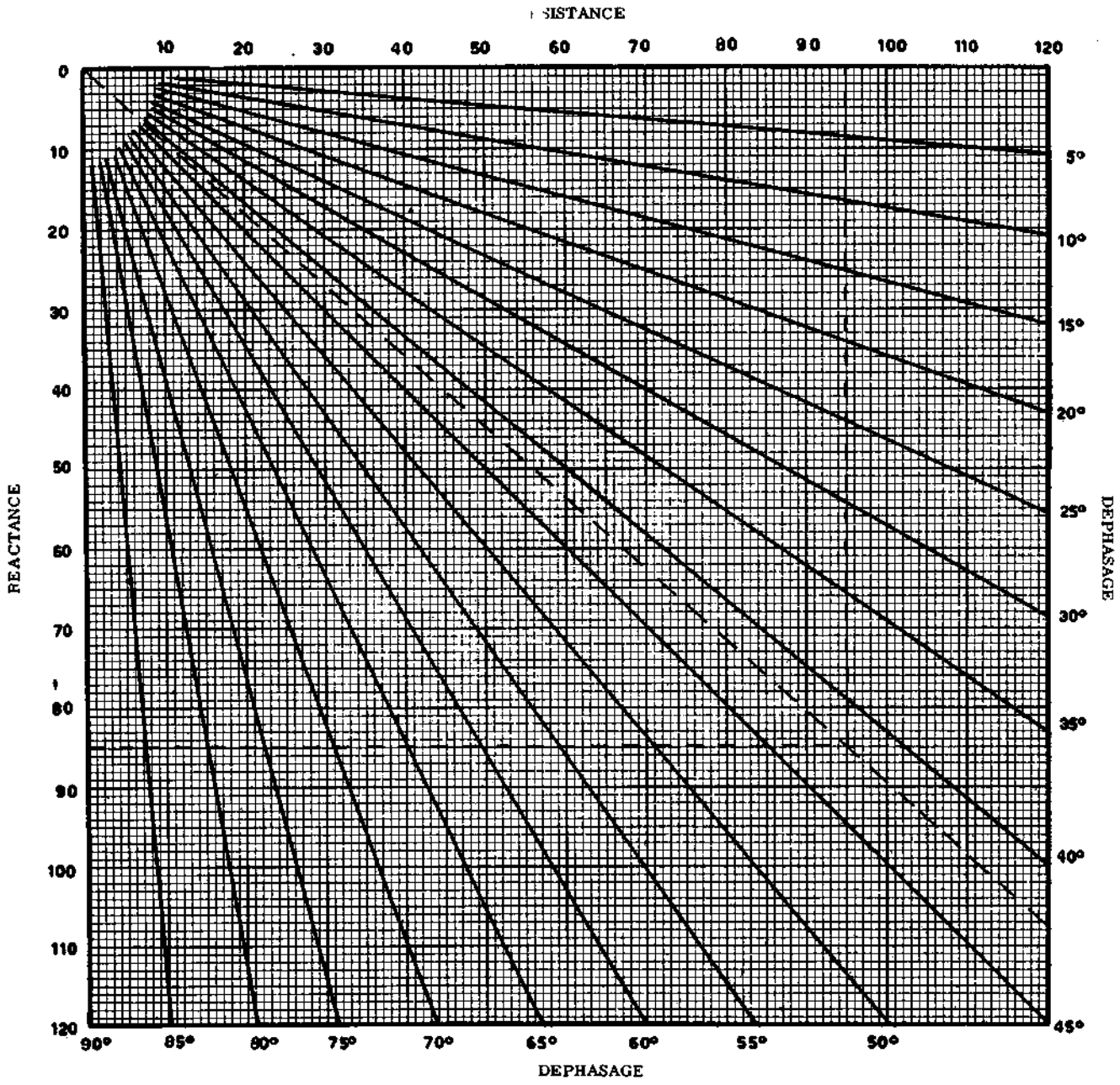
1) La différence de phase entre la tension aux bornes d'une résistance et celle aux bornes d'un condensateur ou d'une inductance placés en série avec elle, est toujours de 90°.
2) Si le circuit-série est du type *R-C* (résistance et capacité), la tension aux bornes de la résistance est en avance par rapport à celle fournie par la source, celle aux bornes de la capacité est en retard.
3) Si le circuit-série est du type *R-L*, la tension aux bornes de la résistance est en retard, celle aux bornes de l'inductance est en avance.
4) Si le circuit est du type *R-L-C*, la relation de phase dépend de la valeur des diverses réactances. La réactance totale est égale à la différence entre les deux valeurs de X_C et de X_L. La réactance résultante est capacitive si $X_C > X_L$ elle est inductive si $X_L > X_C$. Si la réactance totale est capacitive, la tension aux bornes de la résistance sera en avance par rapport à celle de la source, et réciproquement.

Mode d'emploi du graphique. Connaissant les valeurs de *R* (résistance), *C* (capacité), *L* (inductance), *f* (fréquence) et les valeurs correspondantes de X_C (réactance capacitive) et de X_L (réactance inductive), il suffira de les porter sur les échelles correspondantes. Sur l'échelle supérieure horizontale (résistance) on portera la valeur ohmique de *R*. Sur l'échelle verticale de gauche (réactance) on portera les valeurs de X_C ou de X_L. A partir de ces points, on tracera deux coordonnées et on prologera la droite joignant le point 0 et le point ainsi trouvé jusqu'à ce qu'elle rencontre une des deux échelles « Déphasage », graduées en degrés. On pourra lire directement, avec une bonne approximation, l'angle de déphasage.

Les deux échelles « Résistance » et « Réactance » sont graduées de 0 à 120 ohms. Il est bien évident que l'usage d'un tel graphique n'est pas limité aux valeurs comprises entre 0 et 120 ohms: en effet, celles-ci peuvent être multipliées ou divisées par des multiples de 10, sans rien changer à l'échelle des déphasages. C'est ainsi qu'en divisant le nombre des deux échelles (résistance et réactance) par 100, nous pourrons y lire des valeurs allant de 0 à 1,2 ohms, tandis qu'en multipliant par 100 ces mêmes nombres, nous y lirons des valeurs allant de 0 à 12 000. Rappelons encore une **fois, que les deux échelles doivent être multipliées ou divisées par le même nombre.**

Donnons quelques exemples (voir graphique) qui permettront de mieux comprendre la manière dont il convient d'utiliser un tel abaque.

1° exemple. — Soit un circuit-série comportant une résistance **R** de 95 ohms et un condensateur **C** de 20



µF. Si la fréquence de la tension appliquée à ce circuit est 100 Hz, la réactance capacitive du condensateur est égale à 85 ohms (voir page 286). Traçons les coordonnées à partir de ces deux points sur les échelles correspondantes, ainsi que la droite partant du point d'origine 0 et passant par le point d'intersection des coordonnées. Cette droite coupe l'échelle verticale gauche en un point correspondant à 42°: cet angle est l'angle de déphasage (en avance) de la tension aux bornes de *R*, par raport à la tension de la source.

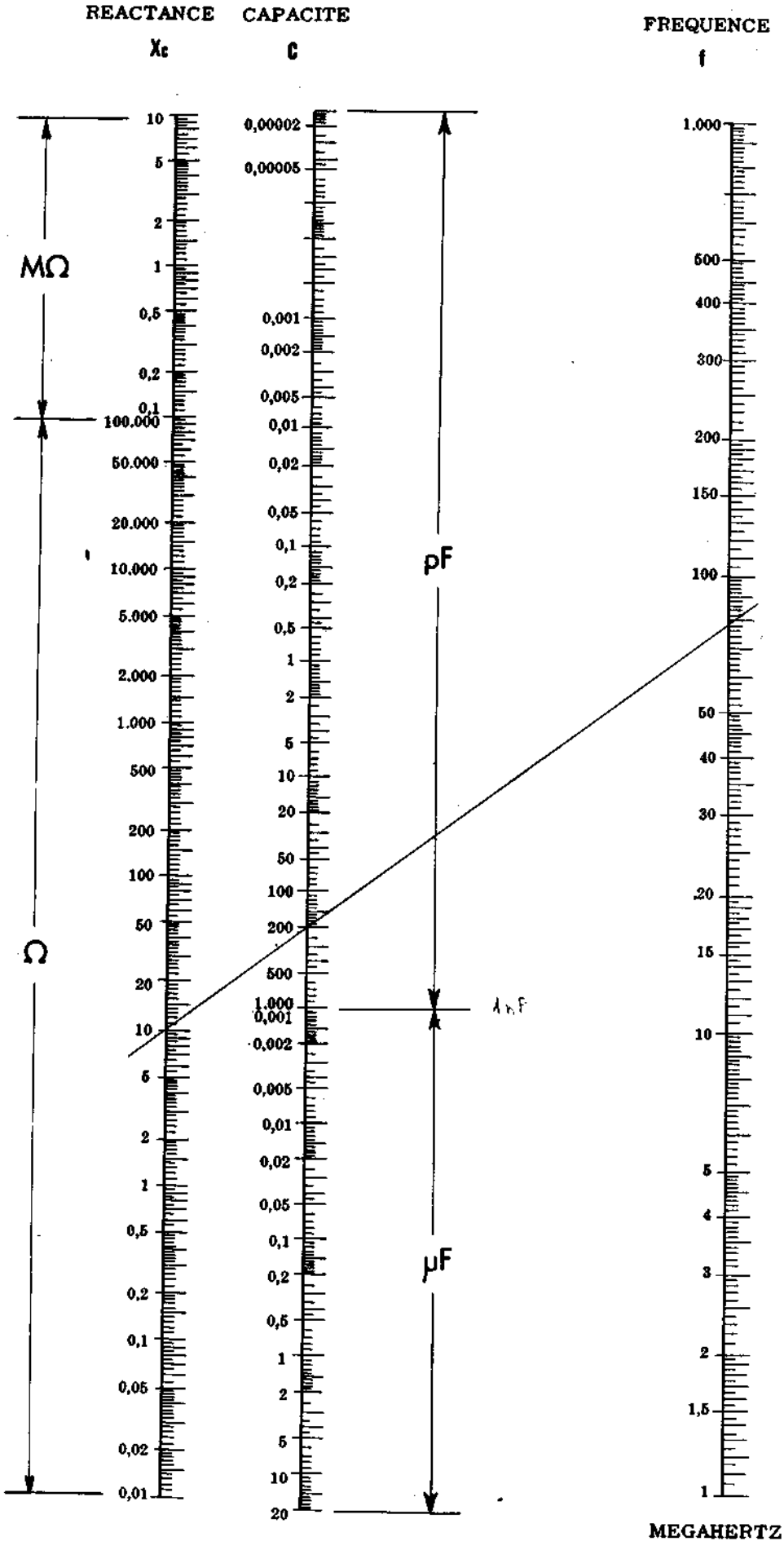
2° exemple. — Soit un circuit série comportant une résistance *R* de 95 ohms et une inductance *L* de 0,17 henry. Si la fréquence de la tension appliquée est 100 Hz, la réactance inductive X_L sera égale à 85 ohms (tableau 41) et les coordonnées coïncideront avec celles de l'exemple précédent. Dans ce cas toutefois, l'angle de 42° sera l'angle de déphasage en retard de la tension aux bornes de *R*.

3° exemple. — Soit un circuit-série avec $R = 95$ ohms, $C = 100$ µF et $L = 0{,}17$ henry. Si la fréquence de la tension appliquée est de 100 Hz, les réactances seront: $X_C = 15$ ohms et $X_L = 100$ ohms. Puisque $X_L > X_C$, la différence entre ces deux valeurs, soit 85 ohms, sera une réactance inductive. En conséquence, les coordonnées — qui coïncideront également avec celles indiquées sur l'abaque — donneront un angle de déphasage de 42°, en retard, de la tension aux bornes de *R*, par rapport à la tension de la source.

TABLEAU 50 — APAQUE DONNANT LES RELATIONS RECIPROQUES ENTRE REACTANCE CAPACITIVE, CAPACITE ET FREQUENCE

Les trois abaques reproduits dans les pages suivantes sont absolument semblables à ceux publiés à la 30eme leçon (Tableau 41) qui concernaient le calcul des réactances inductives. Ils permettent de calculer la réactance capacitive des condensateurs dont la capacité est comprise entre 0,00002 picofarad et 20 farads, pour des fréquences allant de 1 Hz à 1 000 MHz. Ces abaques — tout comme les précédents — sont également réversibles et bien que leur mode d'emploi soit identique à celui indiqué dans la leçon citée plus haut, les exemples que nous donnons pour chacun d'eux permettront d'en démontrer l'utilité pratique.

De 0,00002 picofarad à 20 microfarads



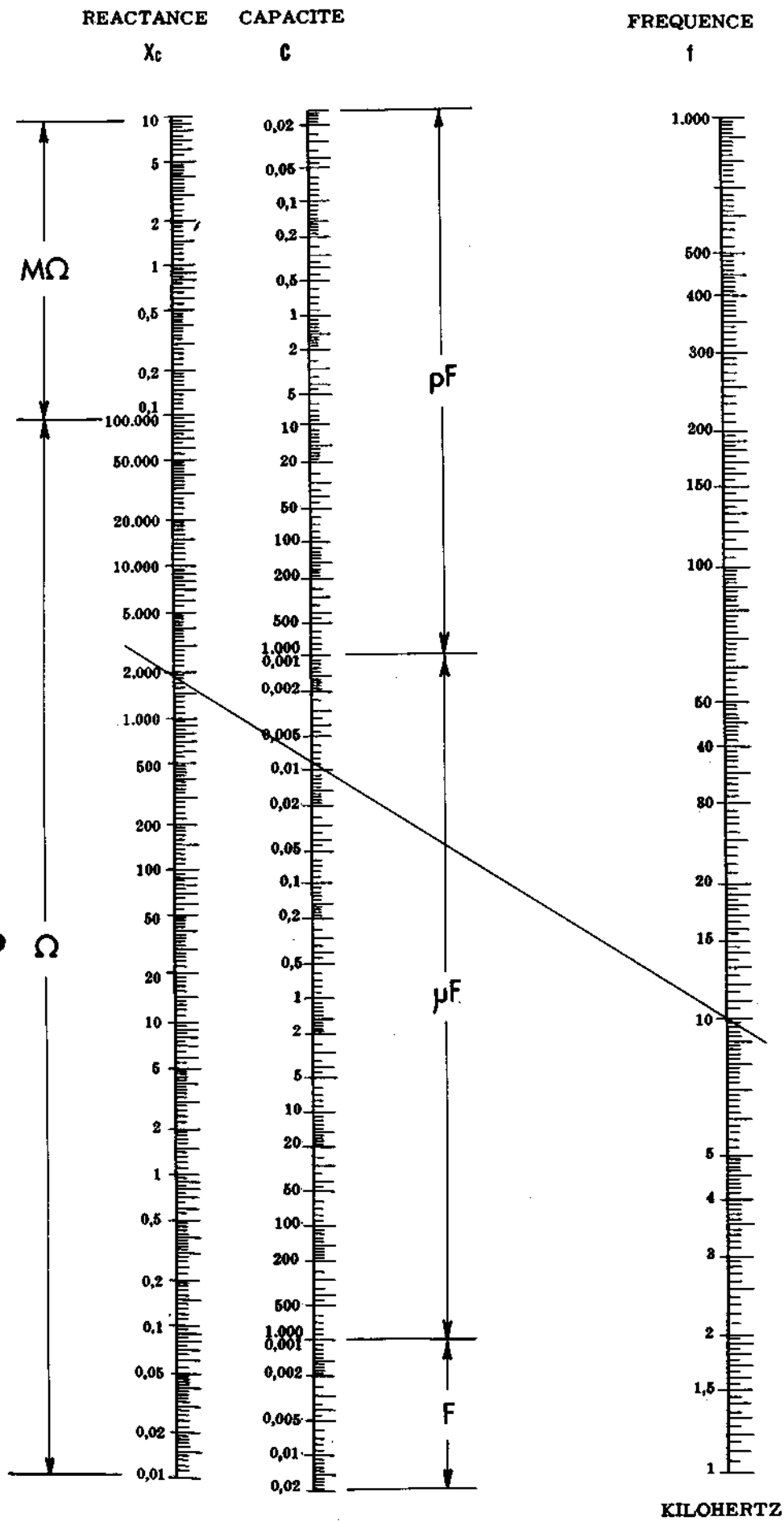
L'exemple donné peut être interprété de trois façons:

1° Connaissant la capacité, 200 pF, et la fréquence, 78 MHz. En reliant les deux points sur les échelles correspondantes (Capacité et Fréquence), et en prolongeant la droite jusqu'à ce qu'elle rencontre l'échelle des réactances, on trouve que la réactance capacitive de ce condensateur est égale à 10 ohms, pour cette fréquence.

2° Connaissant la réactance capacitive, 10 ohms, et la capacité 200 pF. Dans ce cas la fréquence à laquelle cette capacité présente une telle valeur de réactance est 78 MHz.

3° Connaissant la réactance capacitive, 10 ohms, et la fréquence, 78 MHz. Dans ce cas, le condensateur présentant une telle réactance à cette fréquence doit avoir une capacité de 200 picofarads.

De 0,02 picofarad à 0,02 farad (20 000 microfarads)



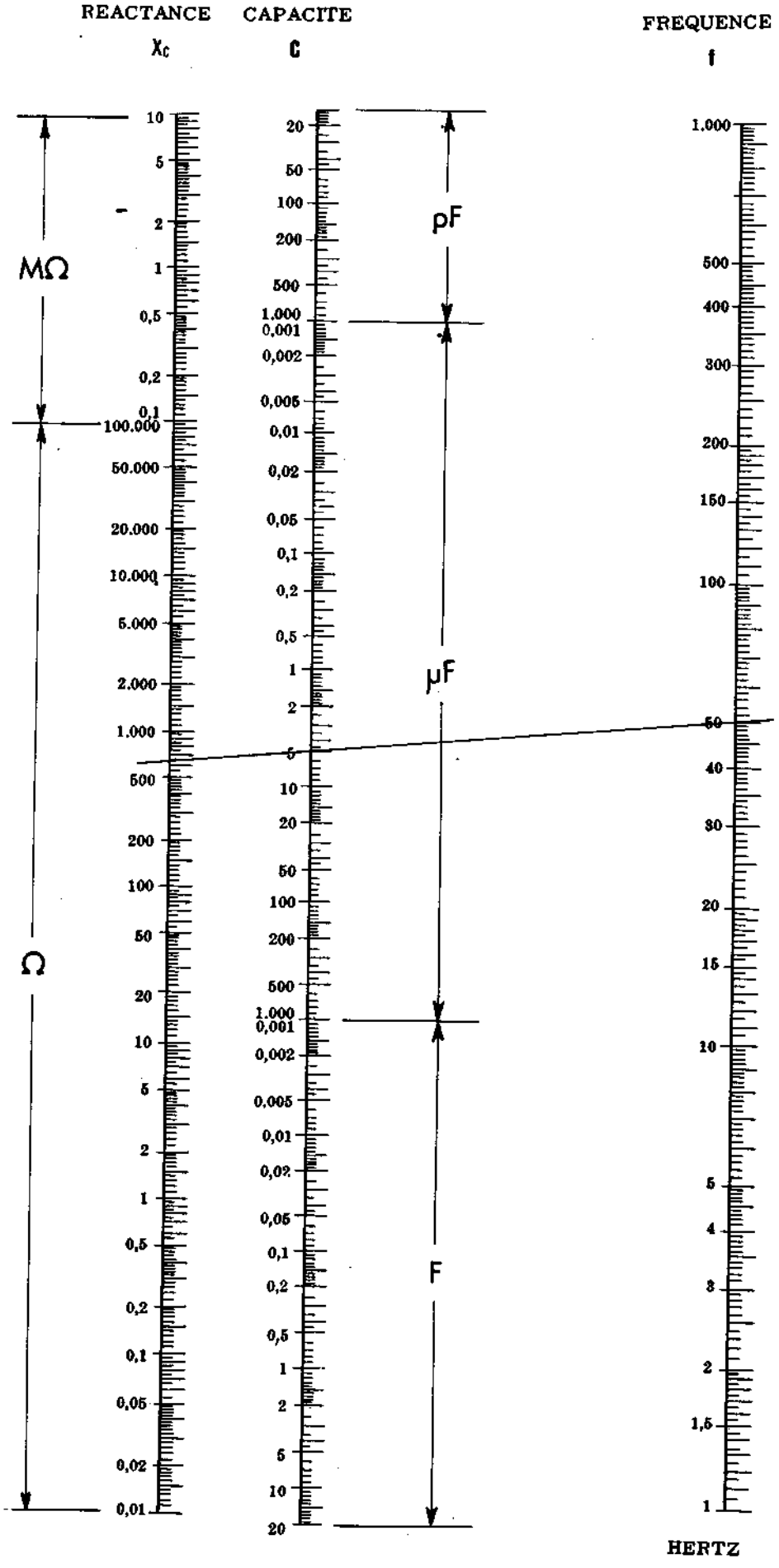
De même que le précédent, l'exemple donné ici peut être interprété de trois façons:

1° Soit une capacité de 0,009 µF et une fréquence de 10 kHz, la réactance capacitive est égale à 1 800 ohms.

2° Soit une réactance capacitive de 1 800 ohms pour un condensateur ayant une capacité de 0,009 µF, la fréquence à laquelle cette mesure est faite est égale à 10 kHz.

3° Soit une réactance capacitive de 1 800 ohms à la fréquence de 10 kHz, le condensateur ayant une telle réactance capacitive à cette fréquence, a une capacité de 0,009 µF.

De 20 picofarads (0,00002 microfarad) à 20 farads



Toujours trois interprétations possibles:

1° Soit un condensateur ayant une capacité de 5 µF et une fréquence de 50 Hz, la réactance capacitive est égale à 650 ohms.

2° Soit un condensateur ayant une réactance capacitive de 650 ohms à la fréquence de 50 Hz, sa capacité sera égale à 5 µF.

3° Soit un condensateur de 5 µF ayant une réactance capacitive de 650 ohms, la fréquence à laquelle cette capacité aura cette réactance sera de 50 Hz.

Leçon n° 37

LES TRANSFORMATEURS

L'utilisation convenable de l'énergie électrique, tout comme celle de l'énergie mécanique, nécessite l'emploi de dispositifs capables de convertir l'énergie disponible de la source, en une forme d'énergie mieux adaptée à la charge. Par exemple, une boîte de démultiplication à engrenages, placée entre un moteur et une scie circulaire, doit avoir des caractéristiques telles que cette scie puisse tourner lentement (mais avec une force considérable) ou très vite (avec une force plus faible), suivant la dureté du matériau travaillé. De même, il est nécessaire de prévoir des circuits électriques de telle sorte que, vis à vis de la charge, la puissance disponible soit la mieux appropriée en tension et en courant. On doit pouvoir choisir entre les combinaisons multiples, allant d'une tension élevée, sous un faible débit, à une faible tension sous une forte intensité.

Le dispositif électrique qui accomplit une fonction comparable au démultiplicateur mécanique à engrenages s'appelle **transformateur**. Celui-ci transforme l'énergie électrique en faisant varier le rapport tension-courant. Il convient, toutefois, de remarquer que, ni le système mécanique, ni le dispositif électrique *ne peuvent changer la quantité* de puissance disponible.

Le fonctionnement d'un transformateur est basé sur le principe de l'induction électromagnétique, dont nous nous sommes déjà occupés (ainsi d'ailleurs que du transformateur), et nos lecteurs doivent avoir, dès à présent, une idée assez claire de son fonctionnement, en général. Le transformateur est constitué par un ou plusieurs enroulements soumis, réciproquement, à l'action du courant qui les parcourt, en ce sens que — étant couplés inductivement entre eux — le courant passant dans un des enroulements induit une tension dans les autres. Ceci est dû au fait qu'il existe une *induction mutuelle* entre ces enroulements.

La **figure 1** donne le schéma de principe d'un transformateur: un enroulement — que nous savons être appelé **primaire** — est relié à la source d'énergie, tandis qu'un autre enroulement, le **secondaire** — qui reçoit la tension induite — est relié à la charge d'utilisation. La puissance fournie par le générateur passe par le transformateur et alimente la charge, malgré l'absence de toute liaison directe entre ces deux circuits; le passage se fait — répétons-le — par induction. Il s'ensuit que la puissance consommée au primaire est égale à celle dissipée au secondaire, soit $P_p = P_s$. Si les enroulements du transformateur étaient trop éloignés l'un de l'autre, ou s'ils étaient complètement blindés l'un par rapport à l'autre, l'énergie électrique ne pourrait passer et le transformateur serait inutilisable.

Pour obtenir le transfert maximum d'énergie du primaire au secondaire, il faut que *le couplage soit le plus serré possible*. Toutes les lignes de force du champ magnétique primaire doivent atteindre l'enroulement secondaire. C'est pourquoi ce dernier est directement enroulé sur le primaire, avec la simple interposition d'une mince couche de matière isolante.

Etant donné que la réluctance de l'air est maximum et que sa perméabilité est minimum, l'introduction, au centre des enroulements, d'un noyau de fer à grande perméabilité, augmente le couplage du flux entre les bobines et donne le transfert d'énergie maximum.

Toutefois, malgré l'utilisation d'un noyau à haute perméabilité, quelques lignes de force sont dispersées — et ne peuvent atteindre le secondaire — ce qui donne lieu à des pertes de puissance. Ce sont ces pertes, inévitables, qui font qu'il est impossible de construire un transformateur ayant un rendement de 100%. Malgré cela, un transformateur convenablement étudié peut permettre le transfert des 98% de l'énergie appliquée au primaire, ce qui signifie, en d'autres termes, que K — coefficient de couplage entre les bobines — peut atteindre 0,98.

La **figure 2** illustre un transformateur type avec noyau de fer. Les lignes de flux produites au primaire sont, comme on le voit, dirigées sur le secondaire, grâce à la faible réluctance du circuit magnétique. On peut également noter, sur cette figure, la présence d'un flux dispersé, dont nous avons parlé plus haut. La **figure 3-A** montre un type de circuit magnétique, en tôles d'acier au silicium, le plus couramment employé. La figure **3-B** représente la coupe transversale des enroulements dans leur aspect le plus classique. Chaque couche de fil est séparée de la couche supérieure et de la couche inférieure par des feuilles de papier paraffiné; l'enroulement secondaire est séparé de l'enroulement primaire par une feuille de carton ou de papier fort de plus grande épaisseur, recouvert d'un vernis isolant.

THEORIE DU FONCTIONNEMENT D'UN TRANSFORMATEUR

Comme nous l'avons dit plus haut, un transformateur permet de transférer l'énergie du primaire au secon-

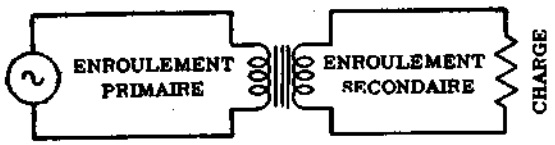


Fig. 1 - Schéma de principe d'un transformateur. Un enroulement primaire est relié à une source de courant alternatif; un autre enroulement, « le secondaire », est branché à la charge d'utilisation. L'énergie est transférée par induction du primaire au secondaire. Pour les courants à la fréquence du réseau ou aux fréquences acoustiques (BF), l'air présente une trop forte réluctance: on introduit alors un noyau de fer (traits verticaux), ce qui augmente la perméabilité, donc le couplage.

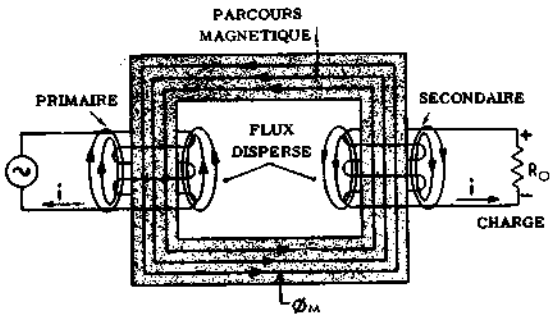


Fig. 2 - La figure met en évidence comment le noyau de fer (circuit magnétique) concentre le flux magnétique entre les deux enroulements, primaire et secondaire. On voit également qu'une partie du flux se disperse inutilement à l'extérieur des enroulements.

daire grâce au couplage inductif réalisé entre ces deux enroulements, c'est-à-dire par induction mutuelle. Pour cette raison, il est logique de conclure que l'inductance de chaque enroulement doit être la plus grande possible. S'il était donné de construire un transformateur idéal (c'est-à-dire avec des enroulements ayant véritablement une inductance infinie), la réactance inductive du primaire serait infinie pour n'importe quelle fréquence du courant alternatif d'alimentation. En pratique, à la fréquence normale du courant alternatif du réseau de distribution électrique (50 Hz), par exemple, l'inductance du primaire, bien que ne pouvant avoir une valeur infinie, doit être suffisamment élevée pour présenter une réactance appréciable à la tension d'alimentation. C'est ainsi que, si le circuit magnétique d'un transformateur fonctionnant à une fréquence de 50 Hz, venait à être retiré, la réactance inductive diminuerait fortement et le circuit primaire absorberait un très fort courant, même en l'absence de toute charge au secondaire.

L'intensité du courant passant dans le primaire du transformateur en l'absence de charge, doit être aussi faible que possible, car cette énergie est perdue. Cela est évident puisque, en l'absence de charge au secondaire, l'énergie consommée par le primaire l'est en pure perte et n'effectue aucun travail.

Plus forte sera la valeur de l'inductance (et, par suite, de la réactance) du primaire, plus faible sera le courant nécessaire pour produire le couplage inductif indispensable.

Une analyse détaillée des phénomènes va nous permettre de mieux comprendre l'importance de la valeur de la réactance du primaire, ainsi que l'effet que le secondaire produit sur elle. La **figure 4-A** représente un transformateur très simple, comportant un enroulement primaire et un enroulement secondaire bobinés sur un noyau de fer doux. Le primaire est relié à une source de courant alternatif, tandis que le secondaire est laissé libre, il est « ouvert », afin qu'il n'exerce aucune influence appréciable, dans cette première partie de notre analyse. Dans ce cas, le primaire n'est donc pratiquement qu'une simple inductance avec noyau magnétique, et comme telle, présente une réactance inductive à la source d'alimentation. Le courant, dont l'intensité dépend de la valeur de cette réactance, détermine la formation d'un champ magnétique variable dans le noyau. Le courant et la tension sont déphasés de 90°, le courant étant en retard sur la tension.

La direction des lignes de flux magnétique est précisée au moyen de la règle dite « de la main gauche ». C'est ainsi que se crée une force électromotrice E_P', opposée à la tension appliquée E_P, et déphasée de 180° par rapport à elle, et également déphasée de 90° sur le courant primaire, qui est en retard sur elle, comme nous l'avons dit plus haut et comme le montre le diagramme vectoriel de la figure **4-B**.

Dans la **figure 5-A**, est représenté le même transformateur et nous avons indiqué les effets que produit le primaire sur l'enroulement secondaire (tout en négligeant, dans un but de simplification, la représentation des phénomènes produits au primaire). Il est facile de constater que le secondaire forme, par lui-même, une simple inductance dans laquelle est induite une tension provoquée par le flux variable produit par le primaire. Cette tension induite a le même sens que la f.e.m. E_P' du primaire (voir figure 4-B).

En nous plaçant au même instant que celui que nous avons choisi lors de l'analyse du primaire, le courant secondaire et les lignes de force sont dans la direction indiquée sur la figure 5-A (règle de la main gauche). Les lignes de flux magnétique créées par le courant circulant dans le secondaire sont de sens opposé à celles créées par le courant primaire. Le courant secondaire, I_S, provoque donc une diminution de la valeur de l'impédance du circuit primaire, en s'opposant aux lignes de flux produites par le courant du primaire. Ce dernier est donc obligé d'augmenter d'intensité, en proportion, pour maintenir le même couplage entre les deux enroulements.

Si la charge reliée au secondaire fait augmenter l'intensité du courant qui y passe, le courant primaire, prélevé à la source d'alimentation, augmentera

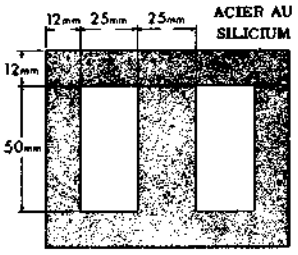


Fig. 3-A - Circuit magnétique de forme classique, constitué par un assemblage de tôles au silicium superposées. Les cotes indiquées, sont purement indicatives, elles permettent de montrer, approximativement, les rapports entre les différentes dimensions du circuit.

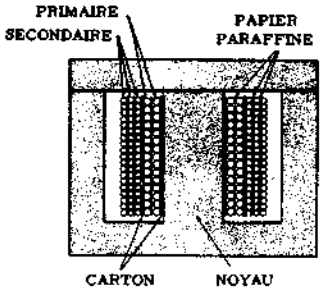
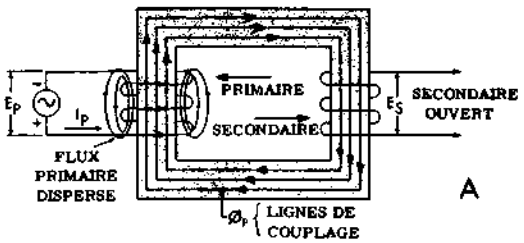


Fig. 3-B - Les enroulements, primaire et secondaire, sont disposés l'un sur l'autre et sont représentés en coupe. Le bobinage se fait sur une carcasse de carton qui est ensuite enfilée sur la partie centrale du circuit magnétique.



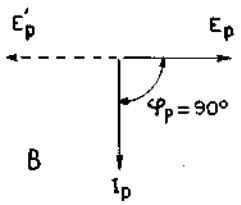


Fig. 4-A et 4-B - Lorsque le secondaire est ouvert, le primaire est, pratiquement, une simple inductance: il s'y crée donc une tension opposée à celle appliquée (voir diagramme vectoriel).

en conséquence. L'opposition entre les lignes de force d'un transformateur suit la **loi de Lenz**, selon laquelle **une tension induite** (et le courant qui en résulte) **a toujours une direction telle qu'elle s'oppose à la force qui lui donne naissance**. Si l'influence du secondaire était telle qu'il en résulte un accroissement des lignes de force produites par le primaire, une augmentation de l'intensité du courant dans le secondaire produirait une augmentation du nombre des lignes de flux magnétique ainsi que de l'inductance (donc de la réactance inductive du primaire), ce qui correspondrait à une diminution de l'intensité du courant passant dans le primaire. Ceci est absurde car, dans un tel cas, le secondaire délivrerait à la charge une puissance supérieure à celle que le primaire emprunte à la source.

La réaction du secondaire sur le primaire peut également être considérée sous un autre angle.

Le courant secondaire produit une f.e.m. d'auto-induction (c'est-à-dire une f.e.m. opposée, E_s, dans le secondaire lui-même) en opposition de phase (180°) par rapport à la tension secondaire. Il produit également une tension induite dans le primaire, elle-même en phase avec la f.e.m., E_s, d'auto-induction.

Etant donné que la tension induite dans le primaire est déphasée de 180° par rapport à E_s — c'est-à-dire à la tension du secondaire — elle est en phase avec E_p, c'est-à-dire avec la tension appliquée au primaire, et déphasée de 180° sur E_p' qui est la f.e.m. opposée du primaire. L'effet produit par le courant secondaire est tel qu'il élimine donc, dans une certaine mesure, la tension opposée primaire, ce qui a pour résultat d'augmenter la tension appliquée et de provoquer le passage d'un courant de plus forte intensité dans le primaire lui-même. Ces tensions induites sont mises en évidence dans le diagramme vectoriel des figures 4-B et 5-B, où elles sont tracées en pointillés.

Nous pouvons, maintenant, analyser le fonctionnement complet du transformateur en nous référant aux diagrammes vectoriels de la **figure 6**. La section **A** de la figure donne le schéma du circuit, tandis que la section **B** donne la représentation vectorielle des tensions et des courants pour une valeur donnée du courant passant dans le secondaire.

Quand la résistance de charge R_o diminue de valeur, on dit que la charge augmente car l'intensité du courant du secondaire augmente. Etant donné que R_o est directement en parallèle sur le secondaire, le courant résistif augmente et le circuit devient plus résistif; en d'autres termes, la tension et le courant dans le secondaire tendent à devenir en phase et l'angle de déphasage φ_s tend vers 0°.

Du moment que l'intensité du courant passant dans le primaire augmente quand le courant secondaire augmente, la réactance inductive du primaire a, en réalité, diminué de valeur et le circuit primaire est devenu plus résistif. Il en résulte que la tension et le courant du primaire tendent à être en phase et que l'angle de déphasage φ_p tend vers 0°.

Le diagramme vectoriel de la figure 6-C montre ces relations de phase pour le transformateur de la figure 6-A, fonctionnant avec une charge égale à celle pour laquelle il a été construit. Dans un transformateur idéal (parfait), les vecteurs tensions et courants seraient confondus (c'est-à-dire que les angles φ_p et φ_s seraient nuls) et, dans chacun des côtés, la tension et le courant seraient en phase, tandis que la tension et le courant du secondaire seraient déphasés de 180° sur la tension et le courant du primaire. Un tel transformateur permettrait un parfait transfert d'énergie, de telle sorte que le générateur de courant aurait pour charge une résistance pure (tout comme si le transformateur n'était pas relié au circuit), mais avec un déphasage de 180° pour les courants et les tensions.

RAPPORT NOMBRE DE SPIRES: TENSION

Lors de notre étude sur les bobinages, nous avons vu que l'amplitude totale de la f.e.m. induite dans une bobine dépendait du nombre de spires et de la grandeur de la variation du flux de couplage du circuit; ceci est donné par la formule:

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt}$$

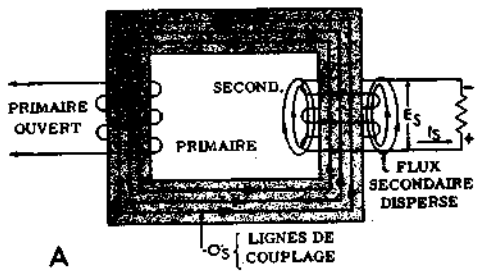
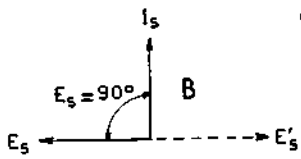


Fig. 5-A et 5-B - Lorsque le primaire est ouvert, le secondaire se comporte comme une simple inductance dans laquelle la tension induite a le même sens que la f.e.m. opposée du primaire (voir diagramme vectoriel).



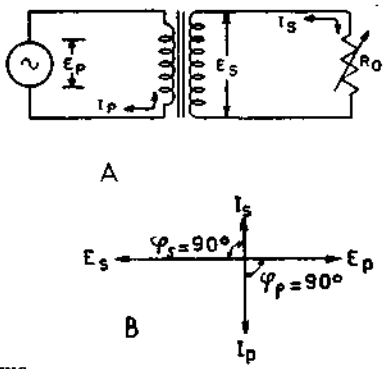
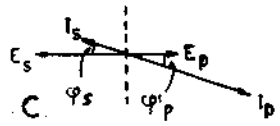


Fig. 6 A-B-C - En A, schéma du transformateur dont la figure B donne la représentation vectorielle complète des tensions et des courants et en C, les vecteurs concernant la résistance de charge.



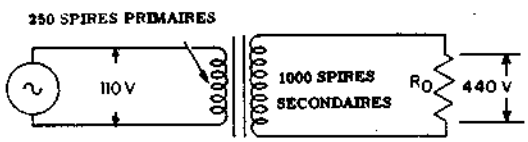


Fig. 7 - Circuit schématique d'un transformateur ayant un rapport du nombre de spires égal à 4. Le modèle illustré ici est dit « élévateur de tension ». Le rapport volt/spire est égal à 0,44.

Du moment que la grandeur de la variation de flux dépend de la fréquence du courant fourni par le générateur, l'amplitude de la tension induite dans chaque enroulement du transformateur dépend directement du nombre de tours des enroulements. En conséquence, la f.e.m. induite par un courant variable circulant dans le primaire n'est pas égale à celle induite dans le secondaire, à moins que le nombre de tours du primaire ne soit égal à celui du secondaire. En outre, du moment que la f.e.m. induite en retour dans le primaire est égale à la tension appliquée, il est possible d'établir un rapport permettant de calculer la f.e.m. induite dans le secondaire en fonction de la tension appliquée au primaire et du rapport entre le nombre de spires de chaque enroulement. On a:

$$\frac{E_p}{N_p} = \frac{E_s}{N_s}$$

dans laquelle E_p est la tension appliquée au primaire, N_p le nombre de spires du primaire, E_s la tension induite au secondaire et N_s le nombre de spires du secondaire.

Cette équation peut être transcrite ainsi:

$$E_p N_s = E_s N_p \qquad \text{ou, encore} \qquad E_s = \frac{E_p N_s}{N_p}$$

L'expression $N_s : N_p$ ou $N_p : N_s$ s'appelle le *rapport du nombre des spires*, il s'exprime au moyen d'un simple nombre. La **figure 7** donne le schéma d'un transformateur comportant 250 tours au primaire et 1 000 tours au secondaire. Le rapport du nombre des tours (ou spires) est donc de 1 000 : 250 = 4. Si l'on applique une tension alternative de 110 volts au primaire de ce transformateur, la tension induite au secondaire aura une valeur égale à:

$$E_s = \frac{E_p N_s}{N_p} = \frac{110 \times 1\,000}{250} = 110 \times 4 = 440 \text{ volts}$$

Un transformateur de ce type est appelé *survolteur*, ou *élévateur*.

Si par contre, le rapport $N_s : N_p$ est plus petit que 1, l'enroulement secondaire comporte moins de spires que le primaire et, en conséquence, la tension secondaire sera inférieure à la tension appliquée au primaire; dans ce cas, le transformateur est dit *sousvolteur* ou, plus couramment *dévoteur*, ou *abaisseur*.

Il convient de remarquer que les termes « élévateur » ou « abaisseur », s'appliquant aux transformateurs, concernent uniquement le niveau des tensions et non celui des courants ou des puissances; d'ailleurs, dans un transformateur bien conçu, la puissance utilisable au secondaire est presque égale à celle absorbée par le primaire.

Etant donné que la tension induite dans le secondaire est directement proportionnelle au rapport du nombre des tours secondaire et primaire, on peut calculer le rapport entre les tensions primaire et secondaire d'un transformateur donné au moyen du facteur **volts par tour**. Ainsi, dans l'exemple précédent, une tension de 110 volts appliquée au primaire, qui compte 250 tours, donne un rapport volts par tour égal à 110 : 250 = 0,44.

Puisque le nombre de *volts par tour* est un facteur constant pour chaque transformateur, la tension fournie par l'enroulement secondaire peut être calculée en multipliant cette constante par le nombre des tours du secondaire; ainsi, dans l'exemple précédent, on a:

$$E_s = 1\,000 \times 0{,}44 = 440 \text{ volts}$$

Ce rapport volts par tour est également employé pour déterminer les tensions fournies par un transformateur comportant plusieurs enroulements secondaires. A titre d'exemple, la **figure 8** donne le schéma d'un transformateur comportant un primaire couplé à plusieurs enroulements secondaires. Le primaire comporte 200 tours, l'enroulement secondaire: *S*1 1 200 tours, *S*2 850 tours, *S*3 11 tours et, enfin, *S*4 22 tours. Le facteur volts par tour de ce transformateur est $E_p : N_p$ = 110 : 200 = 0.55. Les tensions aux bornes des enroulements secondaires sont donc les suivantes:

$$Es1 = 1\,200 \times 0.55 = 660 \text{ volts}$$

$$Es2 = 850 \times 0.55 = 467.5 \text{ volts}$$

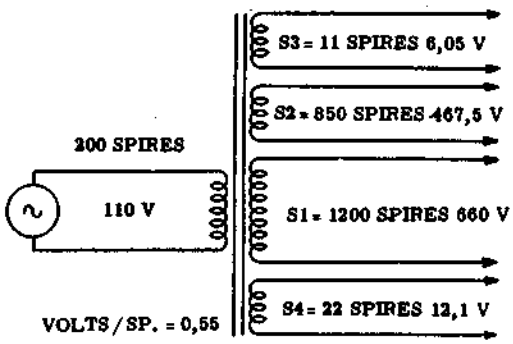


Fig. 8 - Transformateur ayant un rapport volt/spire de 0,55. Au moyen de ce rapport, il est facile de calculer les tensions secondaires.

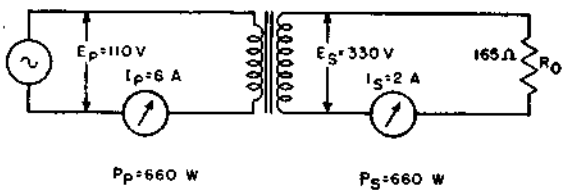


Fig. 9 - Dans un transformateur ayant un rapport du nombre des spires égal à 3/1, si on applique une tension de 110 volts au primaire on recueille 330 volts au secondaire. Le courant au secondaire (pour une charge purement résistive de 165 ohms) est de 2 ampères; celui du primaire est de 2 A × 3 = 6 ampères. En conséquence, la puissance primaire (110 × 6 = 660 watts) est égale à celle du secondaire (330 × 2 = 660 watts).

$$Es3 = 11 \times 0{,}55 = 6{,}05 \text{ volts}$$
$$Es4 = 22 \times 0{,}55 = 12{,}1 \text{ volts}$$

RAPPORT NOMBRE DE TOURS: COURANT

Au cours du transfert d'une puissance électrique au moyen d'un transformateur parfait, la puissance absorbée par le primaire peut être considérée comme étant égale à celle délivrée par le secondaire, donc:

$$P_p = P_s$$

Dans ce cas, la charge se comporte comme une résistance pure vis-à-vis du générateur, ainsi que nous l'avons dit plus haut, et la puissance apparente est égale à la puissance effective. Il s'ensuit que le facteur de puissance de ce transformateur est égal à 1 et que l'angle de phase est nul. Par suite, la puissance dissipée dans chaque enroulement est égale au produit volt-ampère, soit:

$$P_p = E_p I_p \quad \text{et} \quad P_s = E_s I_s$$

d'où
$$E_p I_p = E_s I_s$$

et:
$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{E_s}{E_p}$$

Etant donné que le rapport entre la tension secondaire et la tension primaire est égal au rapport du nombre des tours de ces enroulements, soit:

$$\frac{E_s}{E_p} = \frac{N_s}{N_p}$$

il en résulte que le rapport entre les intensités des courants primaire et secondaire sera égal au rapport du nombre des tours:

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{N_s}{N_p}$$

ou bien:
$$I_p = I_s \left(\frac{N_s}{N_p}\right)$$

En examinant la chose sous un autre point de vue, les relations entre le courant et le nombre de tours peuvent être déterminées en considérant le transformateur comme un électro-aimant et en appliquant la notion « ampères/tour ». En effet, lors de notre étude sur l'électromagnétisme, nous avons dit que la puissance d'un électro-aimant peut s'exprimer en ampères-tour. Les lignes de flux produites dans le noyau d'un transformateur par un courant primaire donné, sont en nombre directement proportionnel à N fois I, c'est-à-dire au nombre d'ampères/tour. Nous savons, par la loi de Lenz, que la tension induite dans le secondaire et l'intensité du courant qui en résulte, donnent naissance à des lignes de flux égales et de sens opposé à celles du primaire. Du moment que nous envisageons toujours le cas d'un transformateur idéal, le couplage est parfait et:

$$N_p I_p = N_s I_s$$

d'où: $I_p = N_s$ et $I_s = N_o$

ce qui donne:
$$I_p = \frac{I_s N_s}{N_p}$$

Cette équation nous permet de constater que le courant circulant dans un transformateur est inversement proportionnel au nombre des spires. La **figure 9** représente un transformateur d'alimentation, ayant 300 spires au primaire et 900 au secondaire, relié respectivement à une tension de 110 volts et à une charge de 165 ohms. Comme nous pouvons le voir, le rapport du nombre des tours est égal à 3 : 1 et E_s = 330 volts. De plus, l'énergie utilisée étant déterminée par la valeur de la charge, le courant passant dans le secondaire aura une intensité égale à:

$$I_s = \frac{E_s}{R_o} = \frac{330}{165} = 2 \text{ ampères}$$

L'intensité du courant au primaire sera:

$$I_p = \frac{I_s N_s}{N_p} = 2 \times 3 = 6 \text{ ampères}$$

Dans ce cas, le rapport du nombre des tours étant égal à 3 : 1, la tension augmente de 110 à 330 volts et, en même temps, l'intensité diminue de 6 à 2 ampères. De ce fait, on en déduit facilement que le produit de

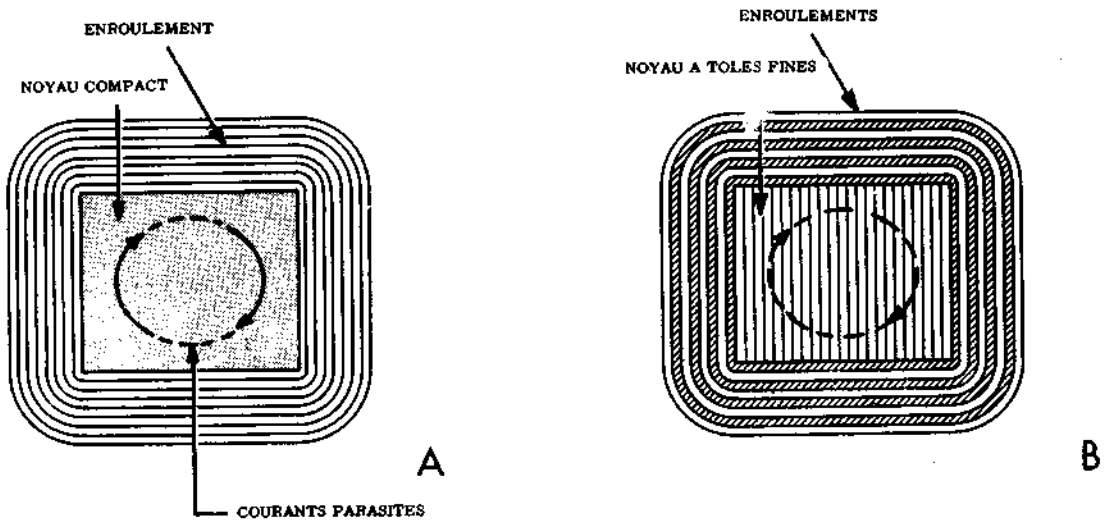


Fig. 10 - Schémas des sections transversales d'un transformateur mettant en évidence: (A), la formation des courants parasites (courant de Foucault), (B), leur suppression grâce à une structure lamellaire à noyau.

la tension par l'intensité du courant relatif à un des enroulements d'un transformateur idéal est égal au produit de la tension par l'intensité du courant de l'autre enroulement. C'est ainsi que, dans ce cas particulier, la puissance absorbée par le primaire est égale à $110 \times 6 = 660$ watts et la puissance délivrée par le secondaire est égale à $330 \times 2 = 660$ watts.

PERTES DANS LES TRANSFORMATEURS - RENDEMENT

Nous avons considéré, jusqu'à présent, le cas d'un transformateur idéal, parfait. Le rendement d'un tel transformateur est égal à 100%, ce qui signifie que le rapport entre la puissance d'entrée et celle de sortie est égal à 1. En pratique, les transformateurs enroulés sur des circuits magnétiques ne peuvent atteindre une telle efficacité (100%) mais, s'ils sont convenablement étudiés et réalisés, leur rendement peut atteindre des valeurs très élevées comprises entre 95 et 98%. Une telle efficacité ne peut être obtenue qu'en s'efforçant de réduire au minimum les pertes dues à la dispersion du flux, à l'hystérésis, aux courants de Foucault, à la saturation du noyau, ainsi qu'à la résistance ohmique des enroulements et la capacité répartie.

Quand on utilise le fer comme noyau magnétique d'un transformateur, ce fer est évidemment soumis à un champ magnétique variable. L'aimantation produite dans le métal par le champ magnétique est en retard sur la force d'aimantation elle-même. Etant donné que les atomes de fer ne changent pas facilement de position — comme ils doivent le faire quand ils sont aimantés — une certaine force est nécessaire pour provoquer ce déplacement et, en conséquence, une partie du courant primaire est employée (et, par suite, perdue) pour modifier l'état d'aimantation du noyau. Les pertes de cet ordre, dites **pertes d'hystérésis magnétique**, sont assimilables à une « friction magnétique » et, tout comme la friction mécanique, produisent de la chaleur. Pour réduire au maximum les pertes d'hystérésis, on utilise du fer doux contenant un pourcentage élevé de silicium.

D'autre part, le fer étant un bon conducteur, le champ magnétique variable y induit des courants de circulation. Ces courants parasites (**fig. 10 A**) constituent une nouvelle source de pertes d'énergie, car en passant dans la résistance ohmique du fer, ils produisent également de la chaleur. On peut neutraliser considérablement ces courants parasites, soit en divisant le noyau magnétique en fines tôles isolées les unes des autres, (fig. 10 **B**) soit en employant des noyaux en poudre de fer. Les tôles sont employées dans la construction des transformateurs pour fréquences basses, tandis que la poudre de fer sert à faire des noyaux magnétiques utilisables en Haute Fréquence, jusqu'à 100 MHz.

Les courants parasites et les pertes par hystérésis augmentent rapidement lorsque la fréquence du courant augmente; c'est pour cette raison que les noyaux en tôles minces au silicium ne peuvent être employés au delà de 16 000 Hz. En Haute Fréquence, les pertes deviennent rapidement excessives, c'est pourquoi les transformateurs H.F. ne comportent pas de noyaux, ou bien sont pourvus de noyaux en poudre de fer pulvérulent de composition spéciale.

Outre les pertes d'hystérésis, les noyaux de fer provoquent des pertes par **saturation**. Il arrive, en effet, que les lignes de force magnétique du noyau atteignent un nombre tel qu'une augmentation de l'intensité du courant du primaire ne puisse pas produire une aimantation plus grande, ou que, tout au moins, l'accroissement de cette aimantation soit inférieur à celui que l'augmentation de l'intensité du courant devrait normalement produire.

Les **figures 10 bis** et **11** donnent les courbes d'aimantation du fer. La figure 11 donne la courbe de la densité du flux (en teslas) en fonction de l'intensité du courant continu passant dans l'enroulement, ou du nombre d'ampères/tour. On voit qu'à partir d'une certaine valeur, la courbe fait un coude et la densité du flux cesse d'augmenter linéairement; à partir de ce point, une forte augmentation de l'intensité du courant ne produit plus qu'une faible augmentation de la densité du flux. C'est ainsi que, tandis que pour une aug-

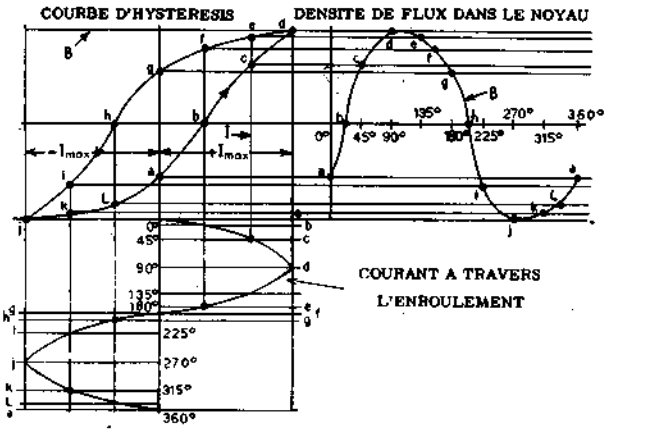


Fig. 10 bis - La figure montre, à gauche, la courbe sinusoïdale du courant passant dans l'enroulement, la courbe d'hystérésis du noyau et la courbe de densité du flux qui en résulte. A droite, la figure montre le circuit magnétique examiné pour lequel le nombre d'ampères/tour est donné par le produit NxI.

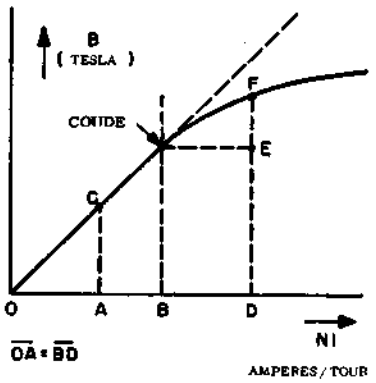


Fig. 11 - Courbe d'aimantation. L'augmentation de l'intensité du courant 0 - A, produit l'augmentation A - C de l'aimantation, tandis qu'après le coude, une augmentation égale (B-D) ne produit qu'une aimantation plus faible (E-F).

mentation de l'intensité du courant de 0 à *A*, la densité du flux passe de 0 à *C*, pour une même augmentation de l'intensité de *B* à *D*, la densité du flux passe seulement de *E* à *F*. On peut en déduire que, en augmentant l'intensité du courant au delà du coude de saturation de la courbe, on provoque une perte importante de rendement, puisque le même effet d'aimantation pourrait être réalisé avec une plus faible augmentation d'intensité si le noyau n'était pas saturé.

Une augmentation de la surface de la section transversale du noyau diminuerait la densité du flux pour un courant donné, mais augmenterait le poids, le prix et les pertes par hystérésis du transformateur. C'est pour ces raisons que la plupart des transformateurs devant fonctionner à la fréquence du réseau électrique (50 Hz), sont conçus pour être utilisés près du point de saturation de la substance magnétique employée comme noyau.

Nous avons vu que la perméabilité d'un noyau magnétique diminue rapidement lorsque la densité de flux dépasse la valeur optimum. Cela veut dire que, dès que le noyau est saturé, le rapport de *B* à *H* (c'est-à-dire le rapport entre la densité du flux et la force d'aimantation) qui définit la perméabilité, devient plus petit. En outre, si une certaine quantité de courant continu passe dans les enroulements, comme cela se produit souvent dans les transformateurs utilisés en électronique, ce courant aimante d'une façon permanente le noyau, dans un certain sens, et réduit, ainsi, les variations d'aimantation utiles dues au courant alternatif. C'est pourquoi les bobines à noyau de fer (à l'exception de celles dites à « fer-saturé ») et les transformateurs, sont réalisés de telle sorte que leur circuit magnétique soit coupé par une faible lame d'air, cette coupure étant appelée **entrefer**. La réluctance de la lame d'air étant beaucoup plus grande que celle du fer, la réluctance totale du circuit augmente, ce qui entraîne une diminution de l'inductance, mais réduit considérablement le risque de saturation du noyau. Cet entrefer doit être extrêmement faible et on peut le réaliser en plaçant les tôles de telle sorte que leurs extrémités soient juste en contact, ou bien, ce qui est le plus fréquent, en insérant une mince feuille de papier ou de carton en un point du circuit magnétique. Naturellement, dans ce cas, on doit prévoir un nombre plus important de spires, pour obtenir la même valeur d'inductance que celle que l'on aurait sans entrefer, mais on limite au maximum les pertes par saturation du noyau.

Le courant primaire et le courant secondaire doivent passer dans la résistance ohmique que leur oppose les conducteurs formant les enroulements. C'est ainsi qu'une certaine quantité de puissance effective (*I R*) est dissipée en chaleur, en pure perte. Les transformateurs de puissance sont bobinés en conducteurs de forte section pour diminuer autant que possible l'échauffement qui, non seulement représente de l'énergie perdue, mais encore, réduit la perméabilité du noyau et augmente la résistance, ajoutant, ainsi, aux autres pertes. Toutefois, comme une forte inductance est nécessaire pour avoir un bon couplage inductif, il est nécessaire de trouver un compromis entre les dimensions du noyau et le nombre de tours des enroulements: un transformateur comportant peu de spires sur un gros circuit magnétique présenterait, pour une inductance donnée, peu de pertes dans le cuivre, mais il serait lourd et encombrant et les pertes dans le noyau seraient plus importantes. Le contraire se produirait en employant un circuit magnétique trop faible: les pertes dans le fer seraient plus faibles, mais les pertes dans le cuivre seraient plus importantes, en raison du plus grand nombre de tours requis pour obtenir la même inductance.

TRANSFORMATEURS DE PUISSANCE

Nous avons dit, tout au début de ce Cours, que les lignes électriques destinées à l'acheminement de l'énergie sur de grandes distances, produisaient des pertes inévitables dues à la résistance des conducteurs; ces pertes sont proportionnelles à la résistance et au carré du courant. Cela signifie qu'*en doublant* l'intensité du courant, les pertes deviennent *quatre fois* plus importantes, tandis qu'en réduisant de moitié l'intensité

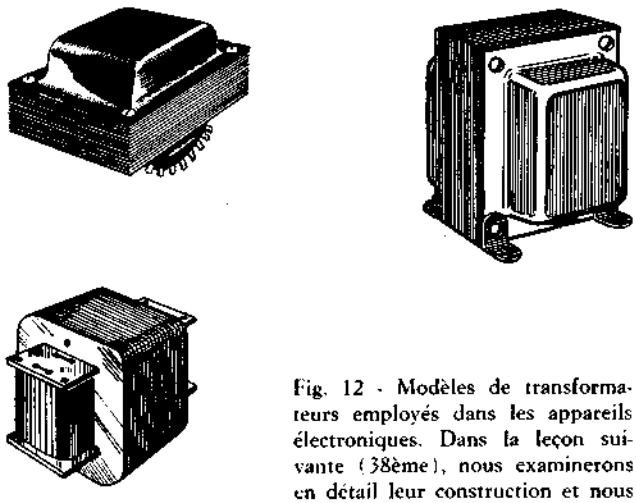


Fig. 12 - Modèles de transformateurs employés dans les appareils électroniques. Dans la leçon suivante (38ème), nous examinerons en détail leur construction et nous donnerons un exemple de calcul pratique.

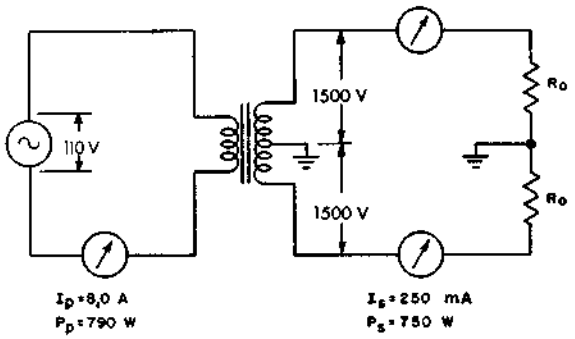


Fig. 13 - Transformateur de moyenne puissance pris comme exemple pour le calcul de la puissance primaire, en fonction du rendement courant, en fonction du facteur de puissance.

de ce courant, elles deviennent quatre fois plus faibles. Il en résulte, évidemment, que les pertes dues à la résistance des conducteurs sont d'autant plus faibles que l'intensité du courant est moins grande. Pour conduire, le plus économiquement possible, l'énergie électrique d'un point à un autre, on transforme la puissance fournie par le générateur, de telle façon que la tension soit la plus élevée possible, et l'intensité la plus faible, au moyen d'un transformateur élévateur. Au point d'utilisation, un transformateur abaisseur reconvertit l'énergie de la ligne haute tension en une tension plus faible, sous une plus forte intensité. Par exemple, si l'on transmet une puissance de 1 000 watts (5 ampères sous 200 volts) dans une ligne ayant une résistance de 10 ohms, la perte de puissance (I^2R) s'élève à $5^2 \times 10 = 250$ watts, soit le quart de la puissance à transmettre. Si au contraire, on transforme cette puissance en un courant de 0,5 ampère sous 2 000 volts, la perte ne sera plus que de 2,5 watts, soit dix fois moins, ce qui est extrêmement avantageux.

Normalement le transport de l'énergie électrique se fait par des lignes supportant des tensions comprises entre 10 000 et 300 000 volts; dans chaque localité à desservir, un poste de transformation, équipé de transformateurs à l'huile, réduit cette haute tension à la valeur généralement utilisée dans les réseaux de distribution (110 ou 200 volts), avec un fort ampérage.

Les transformateurs utilisés pour l'alimentation des appareils électroniques sont, naturellement, beaucoup plus petits que ceux dont nous venons de parler, quoiqu'ayant un fonctionnement identique. La **figure 12** en montre quelques exemplaires classiques. Les transformateurs de ce type doivent toujours fonctionner aux environs de 90% de leur puissance car, comme nous l'avons dit, si l'intensité du courant passant dans le secondaire a une valeur convenable, la tension et le courant sont en phase, ce qui réduit l'angle de phase et permet d'obtenir un facteur de puissance s'approchant de l'unité. Il convient, ici, de se rappeler que le facteur de puissance d'un circuit à courant alternatif est égal au cosinus de l'angle de phase, c'est-à-dire au rapport entre la puissance effective et la puissance apparente, et qu'il est désirable de maintenir la première entre des valeurs aussi proches que possible de la seconde, pour éviter des tensions et des courants excessifs dans le circuit. Par exemple, un transformateur d'alimentation fonctionnant au cinquième de sa puissance normale, aurait des réactances inductives au primaire et au secondaire considérables et les tensions induites dans les deux enroulements seraient très élevées, entrainant des risques de claquage des isolants, pouvant conduire à la destruction des enroulements eux-mêmes. Par contre, à pleine charge, la réactance inductive du primaire est presque entièrement annulée par la force d'aimantation opposée produite par le courant du secondaire, l'angle de phase est très faible et — en conséquence — le facteur de puissance avoisine l'unité. Dans un transformateur bien étudié, on réduit au minimum la réactance de fuite et les pertes du circuit magnétique dans le cuivre comme dans le fer: son facteur de puissance est élevé et son rendement est maximum. Les transformateurs d'alimentation du commerce ont un facteur de puissance égal ou légèrement supérieur à 0.9, et un rendement voisin à 95%.

La **figure 13** donne le schéma d'un transformateur de puissance. Son rendement est de 95%, le facteur de puissance est égal à 0.9; le secondaire donne 250 mA sous 3 000 volts (1 500 volts entre chaque extrémité de l'enroulement et son centre). La puissance fournie est égale à:

$$P_s = 3\,000 \times 0.25 = 750 \text{ watts}$$

Etant donné que le rendement est le rapport entre la puissance effective de sortie et celle d'entrée, on à:

$$\text{Rendement} = \frac{P \text{ moyenne (secondaire)}}{P \text{ moyenne (primaire)}}$$

$$P \text{ moyenne (primaire)} = \frac{P \text{ moyenne (secondaire}}{\text{rendement}} = \frac{750}{0.95}$$

$$P \text{ moyenne (primaire)} = 790 \text{ watts}$$

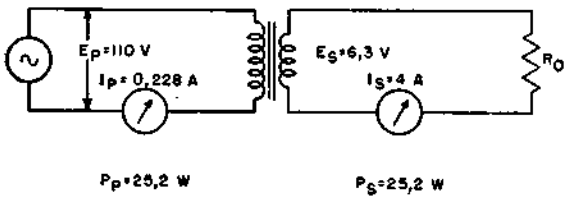


Fig. 14 - Dans les transformateurs de faible puissance, on peut négliger l'influence du facteur de puissance et du rendement. Dans cet exemple, les deux puissances, primaire et secondaire, sont considérées comme étant égales (25,2 W). On calcule l'intensité du courant primaire en faisant intervenir le rapport des tensions.

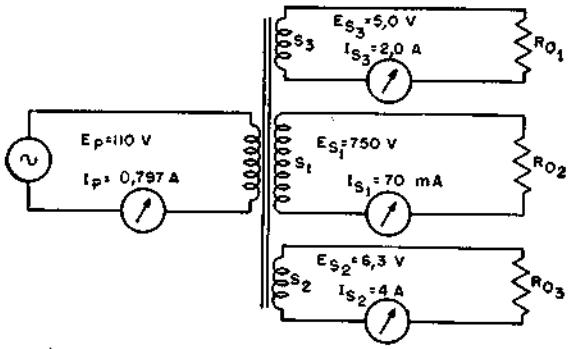


Fig. 15 - Lors du calcul d'un transformateur plus important, comme celui représenté ici qui est un transformateur d'alimentation pour récepteur de radio, on tient compte de la différence existant entre la puissance absorbée au primaire et celle que peut fournir le secondaire.

Le facteur de puissance du transformateur étant égale à 0,9, on a:

$$\frac{P_{\text{moyenne}}}{P_{\text{apparente}}} = 0{,}9$$

$$P_{\text{apparente}} = \frac{P_{\text{moyenne}}}{0.9} = \frac{790}{0.9}$$

$$P_{\text{apparente}} = 877 \text{ watts}$$

Etant donné que la puissance apparente est toujours égale à Ep fois Ip il en résulte que:

$$I_p = \frac{\text{Puissance apparente}}{E_{\text{primaire}}} = \frac{877}{}$$

$$I_p = 8 \text{ ampères environ}$$

Il est évident que, dans le cas où de faibles puissances sont seules en jeu, le rendement et le facteur de puissance n'ont que peu d'importance. La **figure 14** montre le schéma d'un transformateur abaisseur de tension typique, destiné à convertir la tension du secteur, 110 volts, en une tension de 6,3 volts destinée à chauffer les filaments d'un certain nombre de tubes électroniques. Le rapport du nombre des tours du secondaire au nombre des tours du primaire est égal au rapport des tensions:

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{6{,}3}{110} = \frac{1}{17{,}6} = 0.057$$

en conséquence, si dans le secondaire passe un courant ayant une intensité de 4 ampères, l'intensité du courant au primaire sera de:

$$I_p = I_s \frac{N_s}{N_p} = 4 \times 0{,}057 = 0{,}228 \text{ ampère}$$

Dans ce type de transformateur (abaisseur de tension), un faible courant primaire donne un courant secondaire élevé, mais sous une faible tension.

La puissance fournie par le circuit secondaire est égale à $6{,}3 \times 4 = 25{,}2$ watts, tandis que la puissance absorbée au primaire est égale à $110 \times 0{,}228 = 25{,}2$ watts, également.

Dans le calcul de la puissance totale fournie par un transformateur comportant plusieurs enroulements secondaires, la puissance du circuit primaire est égale à la somme arithmétique des puissances disponibles dans les divers secondaires.

La **figure 15** donne le schéma d'un transformateur classique pour l'alimentation des petits récepteurs de radio. La puissance délivrée par S_2 est de 25,2 watts, celle de S_3 est de 5 fois 2, soit 10 watts et celle de S_1 est de 750 fois 0,07, soit 52,5 watts et la puissance totale est:

$$P_s = 25 + 10 + 52{,}5 = 87{,}7 \text{ watts}$$

et la puissance absorbée au primaire est à peu près la même. Nous verrons, toutefois lors des calculs effectués pour établir le projet de construction pratique d'un transformateur, que la puissance absorbée au primaire est toujours supérieure à celle délivrée par le secondaire.

Le courant du primaire a une intensité égale à:

$$I_p = \frac{P_p}{E_p} = \frac{87{,}7}{110} = 0{,}797 \text{ ampère}$$

Le courant effectif mesuré au primaire a, en réalité, une intensité de 10% supérieure à celle-ci, soit 0,876 ampère, cela étant dû au fait que le facteur de puissance est toujours inférieur à 1. Ainsi, étant donné que la puissance effective est égale à $EI \cos \varphi$ et que la tension E est égale à 110 volts, on peut calculer rapidement la puissance effective si le courant primaire et le facteur de puissance (0,9, dans ce cas) sont connus. Le calcul est le suivant:

$P_{\text{moyenne}} = I \times E \cos \varphi = 1 \times 110 \times 0.9 = 1 \times 100$ (environ)

c'est ainsi, qu'en multipliant par 100 l'intensité du courant mesurée au primaire, on a une mesure approximative de la puissance effective:

$$P_{\text{moyenne}} = 0.876 \times 100 = 87.6 \text{ watts}$$

Leçon n° 38

CONSTRUCTION DES TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION

Les transformateurs et les bobines sur circuits magnétiques sont des composants fondamentaux, largement utilisés dans les appareils électroniques; on les trouve, presque toujours, réunis dans les circuits fonctionnant à la fréquence du réseau (alimentation et filtres) ou aux fréquences acoustiques (amplificateurs B.F.).

Le lecteur qui entend mettre en pratique ce qu'il apprend dans ce Cours, trouvera utile d'approfondir ces questions, et cela pour trois raisons: en premier lieu, parce qu'il pourra déterminer lui-même, si un transformateur de remplacement, n'ayant pas exactement les mêmes caractéristiques que celui d'origine, peut convenir dans un montage donné, en second lieu, parce qu'il sera à même de rebobiner ou de réparer un transformateur, évitant ainsi d'en acheter un nouveau. Enfin, parce qu'un technicien qui a bien étudié ces questions est en mesure de calculer et de construire tous les transformateurs dont il peut avoir besoin pour ses montages, épargnant ainsi de l'argent.

Le but de cette leçon est de permettre à nos lecteurs de réaliser pratiquement un transformateur, ou d'effectuer des modifications ou des réparations sur du matériel existant.

LES TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION

Nous avons vu que, lorsque l'enroulement primaire d'un transformateur d'alimentation est relié au secteur électrique, le flux magnétique variable, produit par le courant alternatif passant dans cet enroulement, induit une tension alternative dans le secondaire. La valeur de cette tension, que l'on recueille aux bornes du secondaire (ou des divers secondaires dans le cas où le transformateur comporte plusieurs enroulements secondaires distincts), dépend du nombre de tours du primaire et du secondaire.

Supposons, que la tension du réseau électrique soit de 100 volts alternatifs et que l'enroulement primaire comporte 100 spires: pour chaque tour du primaire on a une tension de 1 volt, c'est-à-dire un tour par volt, ou un *volt par tour*. Ce rapport est également valable pour chaque secondaire: si un secondaire fournit une tension de 300 volts, son enroulement comporte 300 spires. Il est important de noter que cette tension atteint cette valeur seulement lorsque le secondaire est « en l'air » ou « ouvert », c'est-à-dire sans aucune charge branchée à ses bornes.

Par contre, dès que l'on branche une charge qui consomme le courant fournit par le secondaire, la tension diminue de 5 à 10%, selon les caractéristiques propres du transformateur.

Mathématiquement, le facteur tours/volt d'un transformateur donné peut être exprimé au moyen de la formule ci-dessous:

$$\text{N. de tours par volt} = \frac{\text{Nombre de tours de l'enroulement}}{\text{Tension à ses bornes}}$$

Les circuits magnétiques ont pour rôle de concentrer le flux magnétique dans la zone où l'on désire obtenir la plus grande intensité, là où le champ est pratiquement le plus efficace. En d'autres termes le circuit magnétique (ou noyau) fait en sorte que toutes les lignes de force contribuent à induire, dans le secondaire, une tension alternative lorsque le courant passe dans le circuit primaire. Si l'on n'employait pas un circuit magnétique, la majeure partie du flux se disperserait dans l'air et le transfert d'énergie du primaire au secondaire serait trop faible pour justifier dans la pratique, l'emploi des transformateurs. De plus, un transformateur sans circuit magnétique (sans noyau), fonctionnant à la fréquence du secteur (50 Hz), devrait avoir des dimensions absurdes pour pouvoir fournir une quantité appréciable d'énergie.

Les circuits magnétiques, ou noyaux, des transformateurs sont formés d'un assemblage de tôles minces, découpées aux dimensions voulues, et superposées pour atteindre la section désirée. Les pertes dues aux courants parasites sont d'autant plus faibles que les tôles sont plus minces; on diminue ainsi les pertes de puissance et l'échauffement du transformateur.

Les fabricants mettent sur le marché, à la disposition de l'industrie électronique, divers modèles de tôles pour transformateurs, dont la forme et les dimensions sont adaptées aux puissances mises en jeu. Les tôles les plus courantes sont découpées en forme de « E » ou de « M », avec un « I » pour la fermeture du circuit, elles sont bien connues de tous les techniciens, et le tableau 53 (page 308) donne les dimensions les plus usuelles. Les tôles sont désignées par leurs dimensions extérieures, c'est ainsi que l'on parle de tôles de 32 x 28, 37 x 44, 63 x 76, 76 x 80, etc... (les cotes étant données en millimètres).

Lorsque l'on introduit les tôles à l'intérieur de la carcasse supportant les enroulements, on prend soin de les croiser, c'est-à-dire de les placer alternativement dans un sens et dans l'autre, de telle sorte que la lettre « E » soit vue, une fois dans le sens normal et

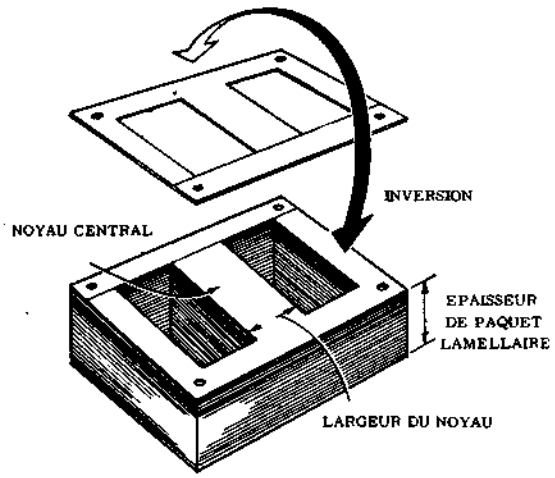


Fig. 1 - Le circuit magnétique du transformateur est constitué par un assemblage de tôles, placées une à une dans la carcasse supportant les enroulements, en alternant les tôles en « E » avec celles en « I », servant à fermer le circuit.

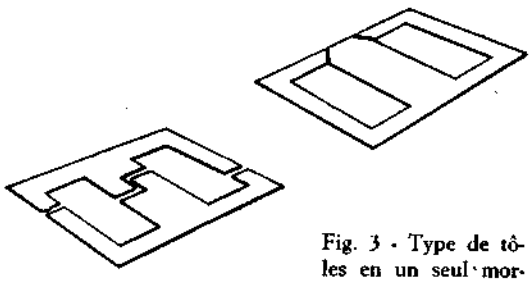


Fig. 2 - On obtient les mêmes résultats avec des tôles découpées suivant le profil ci-dessus, en prenant soin de les placer alternativement d'un côté et de l'autre.

Fig. 3 - Type de tôles en un seul morceau; la partie centrale est légèrement pliée pour permettre son introduction au centre des enroulements. L'empilage se fait toujours en plaçant les tôles alternativement d'un côté et de l'autre.

la fois suivante dans le sens contraire. Il va sans dire qu'à chaque fois, le circuit magnétique est fermé par une tôle en « I » (voir **figure 1**).

On dispose d'un autre type de tôle d'usage courant permettant d'éviter d'employer les segments en « I » pour compléter le circuit. La figure 2 montre la forme de ces tôles qui comportent une jambe centrale de longueur inégale pour les deux moitiés du circuit (voir figure 2). En introduisant les deux moitiés dans l'enroulement, en prenant soin de les placer une fois dans un sens, une autre fois dans l'autre, de telle sorte qu'à une jambe courte se superpose une jambe longue de la tôle suivante, on obtient un bloc compact, d'épaisseur constante. Un troisième type (**figure 3**) correspond au N° 3 du tableau; il est introduit au centre de l'enroulement en fléchissant légèrement la partie centrale et les tôles sont placées alternativement dans un sens et dans l'autre.

On comprend facilement pourquoi les tôles magnétiques ont les formes, les découpes indiquées ci-dessous. Etant donné que les enroulements sont exécutés à part avant l'introduction du circuit magnétique, les tôles constituant le circuit doivent être découpées ou fractionnées, de telle sorte qu'il soit possible de les introduire facilement à l'intérieur de la carcasse supportant les enroulements.

Il existe d'autres types et d'autres formes de tôles pour circuits magnétiques. Cependant les différences sont d'ordre mécanique et ne changent en rien le résultat final.

EXEMPLE DE CALCUL

Lorsque l'on veut calculer un transformateur d'alimentation, on doit déterminer cinq facteurs principaux:

1) La puissance totale au primaire.
2) La section du circuit magnétique.
3) La section, ou le diamètre, du fil de cuivre.
4) Le nombre des spires des enroulements.
5) Les dimensions des tôles du circuit magnétique.

La puissance — Supposons que nous désirons construire un transformateur (**figure 4**) comportant deux secondaires: l'un devant fournir une tension de 6,3 volts sous une intensité de 3 ampères, et l'autre devant donner une tension de 5 volts sous une intensité de 2 ampères. La tension primaire est de 125 volts (nous verrons, plus loin, les variantes pour des tensions différentes au primaire).

En premier lieu, nous calculerons la puissance de ce transformateur. Le produit volts-ampères du premier secondaire est égal à $6,3 \times 3 = 18,9$ et celui du second est $5 \times 2 = 10$. La puissance totale que doit fournir le transformateur est égale à la somme de ces deux produits, soit: $18,9 + 10 = 28,9$ volts-ampères. Mais il convient de remarquer maintenant que c'est la puissance absorbée par le primaire qu'il convient de déterminer pour pouvoir calculer les autres éléments. Si le transformateur ne présentait aucune perte, la puissance absorbée au primaire serait égale à celle fournie par les secondaires; mais cela n'est pas vrai, nous le savons déjà. En pratique, pour tenir compte de ces pertes, on doit multiplier par 1,4 le total des volts-ampères (VA) fournis par le secondaire; dans notre cas, la puissance absorbée au primaire est égale à: $28,9 \times 1,4 = 40,46$ VA

La section du circuit magnétique — La formule permettant de calculer la section du circuit magnétique est la suivante:

$$\text{Section nette } (S_n) = 1.5 \sqrt{\text{puissance au primaire } (P_p)}$$

On peut aussi — si l'on veut éviter ce calcul — se reporter à l'abaque du tableau 52, page 307. Dans l'un et dans l'autre cas nous trouvons que la section nécessaire est égale à 9,6 cm².

Connaissant la section nécessaire, il convient de déterminer l'épaisseur des tôles à employer (voir tableau 53, p. 308); on pourra ensuite, avec l'aide de l'abaque de la p. 307, trouver la section brute. En adoptant des tôles de 0,35 mm d'épaisseur (plus la tôle est fine, plus faibles sont les pertes), la section brute, donnée par l'abaque pour une puissance de 40, 46 VA, sera de 11 cm².

La section des fils — La section du fil de cuivre à

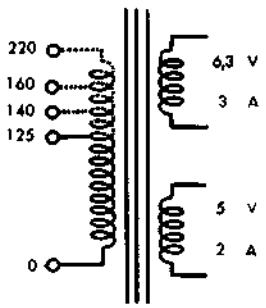


Fig. 4 - Schéma du transformateur pris pour exemple dans le texte. Les données relatives aux tensions primaires supérieures à 125 volts, figurent comme des variantes possibles.

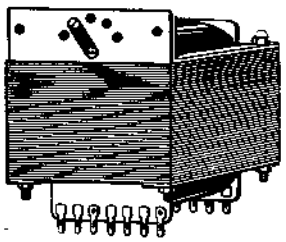


Fig. 5 - Le « répartiteur de tensions », permettant d'adapter la tension du primaire à celle du secteur d'alimentation, est souvent monté à même le transformateur, comme le montre cette figure.

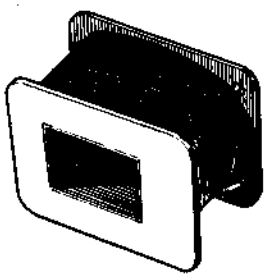


Fig. 6 - Les enroulements sont bobinés sur un support en matière isolante, appelé « carcasse », muni de deux joues maintenant le fil et empêchant tout contact avec les tôles.

employer pour les divers enroulements dépend uniquement de l'intensité du courant devant passer dans ceux-ci. Nous connaissons les valeurs des intensités passant dans les secondaires de notre transformateur: elles ont servi de base à nos calculs: il nous reste à calculer l'intensité du courant circulant dans le primaire.

Comme nous le savons, l'intensité du courant est égale au quotient de la puissance par la tension ($I = P : V$). La puissance au primaire de notre transformateur est de 40,46 VA (nous prendrons 40,5 VA, pour simplifier les calculs). La tension primaire étant de 125 volts, l'intensité du courant sera:

$$\frac{\text{VA primaire}}{\text{tension primaire}} = \frac{40,5}{125} = 0,32 \text{ ampère}$$

Nous pouvons, maintenant, calculer la section des fils à employer.

La densité de courant admissible par mm² de section du fil de cuivre dépend des qualités exigées du transformateur (service continu ou intermittent, transformateur économique ou de qualité, température maximum de service). Habituellement, on admet une intensité comprise entre 2 et 3,5 ampères/mm²; nous conseillons d'adopter une valeur de 3 ampères/mm² si le transformateur ne doit fonctionner que par intermittence (2 ou 3 heures de foctionnement suivi d'un repos suffisamment prolongé pour permettre son refroidissement), une valeur de 2,5 ampères/mm² pour un fonctionnement continu de sept heures et 2 ampères/mm², s'il doit fonctionner 24 heures sur 24.

Nous avons préparé un tableau concernant les fils de cuivre employé pour les bobinages (tableau 54, page 311). On y trouvera diverses indications permettant de connaître rapidement les caractéristiques essentielles (diamètre, section, tours par cm, résistance....). A l'aide de ce tableau, nous pouvons trouver le diamètre du fil permettant d'atteindre la densité de courant choisie. Si nous exigeons une densité de courant de 2,5 ampères par mm², nous voyons que pour notre courant primaire de 0,32 ampère, nous devrons utiliser un fil de 0,40 mm de diamètre (4/10 de mm).

De la même façon, nous trouvons que le fil de l'enroulement secondaire devant fournir 3 ampères doit avoir un diamètre de 1,2 mm (12/10) et celui du secondaire 2 ampères devra avoir 1 mm de diamètre. On admet, naturellement, une certaine tolérance sur la valeur du courant ou le diamètre et l'on choisit le fil se rapprochant le plus des valeurs requises.

Ainsi que nous le disions au début de cette étude, la majorité des transformateurs d'alimentation pour appareils de radio ont un enroulement primaire comportant diverses prises permettant son fonctionnement sur des tensions différentes. Le choix de la tension d'alimentation se fait au moyen d'un « répartiteur de tension » (**figure 5**), lequel permet de mettre en service un nombre de spires en rapport avec la tension du secteur électrique. De cette façon, le transformateur pourra être branché sur 110, 127, 145, 220 ou 240 volts (tensions les plus courantes des réseaux de distribution électrique) et les secondaires fourniront, dans chaque cas, la même tension. La puissance absorbée (et fournie) sera la même, quelle que soit la tension au primaire; dans le cas d'un branchement sur une tension secteur élevée (220 volts, par exemple), l'intensité du courant passant dans le primaire sera moins grande que sur 10 volts, mais le produit VA restera le même. L'intensité du courant primaire variant suivant la tension appliquée, il en résulte que le diamètre du fil utilisé pour cet enroulement ne sera pas le même d'un bout à l'autre. C'est ainsi que, partant du début de l'enroulement (point zéro) jusqu'à la prise 110 volts, la section du fil sera celle calculée plus haut, puis, au fur et à mesure que l'on passera à des tensions plus élevées, on pourra employer du fil de section de plus en plus faible, d'où économie de cuivre et d'encombrement. En pratique, toutefois, pour ne pas multiplier le nombre de types de fils, on se limite à trois sections différentes: une section de 0 à 127 volts, une section plus faible de 127 à 145 ou 160 volts, enfin une section encore plus faible de 160 à 240 volts. Nos lecteurs pourront calculer les diverses parties: il leur suffira, connaissant ces intensités, de se reporter au tableau 54, comme indiqué au début de ce chapitre.

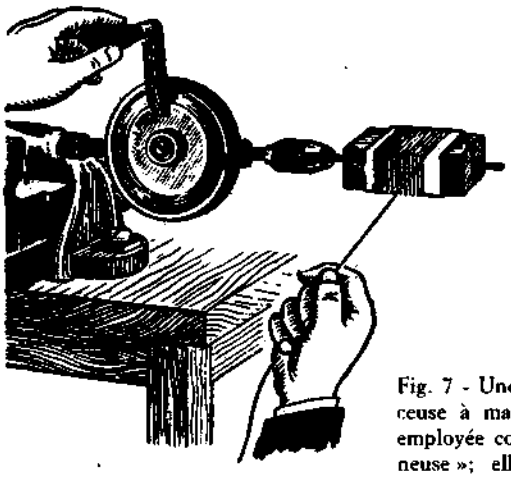


Fig. 7 - Une simple perceuse à main peut être employée comme « bobineuse »; elle sert aussi bien à bobiner le fil qu'à compter rapidement les spires.

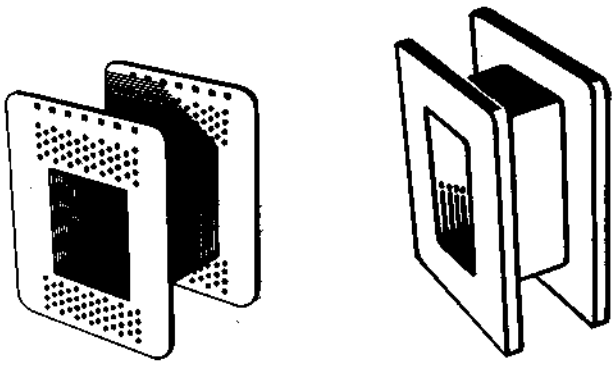


Fig. 8 - Souvent, dans les transformateurs d'usage courant construits par des maisons spécialisées, on trouve des carcasses particulièrement robustes en matière plastique moulée.

Le nombre des spires — Le nombre des spires enroulées sur un circuit magnétique est un des facteurs déterminant la densité du flux magnétique dans le noyau. C'est ainsi que l'enroulement du primaire déterminera la densité du flux de notre transformateur. Nous avons déjà vu que nous devons nous efforcer d'atteindre une densité de flux aussi grande que possible, sans toutefois arriver à la saturation du fer nous avons souligné, à cette occasion, que la majorité des transformateurs construits pour fonctionner à la fréquence du réseau électrique (50 Hz), marchaient à proximité du point de saturation, ceci pour des raisons d'économie, de réduction d'encombrement, etc.

En tenant compte de la nature des tôles formant le circuit magnétique des transformateurs de ce type (fer au silicium), nous pouvons prendre pour base de nos calculs une densité de flux de l'ordre de 10 000 lignes par cm² (voir tableau 31). En outre, étant donné que nous nous occupons ici exclusivement des transformateurs d'alimentation, (les transformateurs pour Basse Fréquence seront étudiés dans une prochaine leçon), il est entendu que la fréquence de travail sera toujours celle du réseau électrique, actuellement standardisée à 50 Hz.

Il est facile de calculer le nombre de spires par volt de l'enroulement primaire au moyen de la formule ci-dessous:

$$\text{Spires/volt primaire} = \frac{45}{\text{section du circuit magnétique}}$$

Précisons que la section du circuit magnétique entrant dans la formule ci-dessous est la section nette. Appliquons-la au calcul de notre transformateur: nous savons que la section nette requise est de 9,6 cm², ce qui nous donne:

$$\text{Spires par volt primaire} = \frac{45}{9{,}6} = 4{,}68,$$

que nous arrondissons à 4,7.

La tension appliquée au primaire étant de 125 volts, on aura:

Nombre de spires au primaire = 4,7 × 125 = 587.

Si nous désirons que le primaire de notre transformateur puisse être également branché sur des réseaux électriques de tensions différentes, il sera facile de calculer le nombre des spires en fonction de ces tensions (140, 160 et 220 volts, par exemple):

4,7 × 140 = 658 spires
4,7 × 160 = 752 spires
4,7 × 220 = 1 034 spires

Ce qui nous donne, en d'autres termes, un enroulement primaire de 1 034 spires avec prises à la 752ème, la 658ème et la 587ème spire.

En ce qui concerne le nombre des spires/volt du secondaire, nous appliquerons cette autre formule:

$$\text{Spires/volt secondaire} = \frac{48}{\text{section du circuit magnétique}}$$

d'où:

$$\text{Nombre de spires/volt secondaire} = \frac{48}{9{,}6} = 5$$

En conséquence, le secondaire 6,3 volts comportera 6,3 × 5 = 31 spires et celui 5 volts aura, 5 × 5 = 25 spires.

Nous sommes maintenant en possession des principales données nécessaires pour mener à bien la construction de ce transformateur. Il nous reste à déterminer les dimensions des tôles destinées à constituer le circuit magnétique, particulièrement les dimensions de la jambe centrale (formant le noyau) et des fenêtres (où prendront place des enroulements). En même temps nous devrons estimer approximativement l'encombrement des enroulements, car c'est ce facteur qui va influer sur le choix des tôles.

Les dimensions des tôles — Il convient, tout d'abord, de calculer la largeur de la partie centrale. Pour des raisons pratiques, il est utile de donner au noyau une section de forme carrée (autant que possible): dans ces conditions, la largeur de la jambe centrale sera donnée par l'expression $\sqrt{S_1}$, c'est-à-dire par la racine carrée de la section brute. Nous verrons que cette mesure n'est presque jamais adoptée en pratique, toutefois il est nécessaire de faire ce calcul qui sert de point de départ pour le choix final.

Dans notre cas: $\sqrt{11} = 3{,}3$ cm.

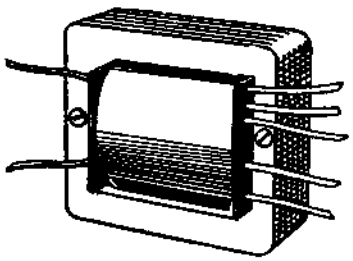


Fig. 9 - Très souvent, pour des raisons d'économie et de simplicité de construction, ce sont les fils des enroulements eux-mêmes (à la condition qu'ils soient d'un diamètre suffisant) qui servent à relier le transformateur aux autres éléments du circuit. Ces fils sont alors recouverts de gaines isolantes colorées suivant le code indiqué à la page 310.

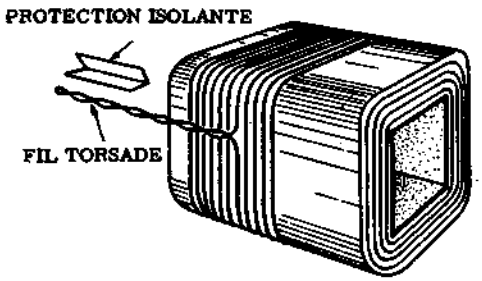


Fig. 9-bis - Pour faire une prise intermédiaire sur un enroulement, on torsade le fil sur une certaine longueur et on prend bien soin de l'isoler par un morceau de papier replié ou par de la toile isolante, dans sa traversée vers l'extérieur.

Parmi les tôles du commerce (voir tableau 53, colonne C), nous trouvons des tôles du type 79 x 94, dont la partie centrale a 32 mm de largeur. Nous pourrions donc construire notre transformateur avec des tôles de ce type, mais nous nous apercevrions alors que les « fenêtres », c'est-à-dire l'espace dans lequel est placé le bobinage, sont trop larges: l'espace disponible serait mal utilisé et notre transformateur serait inutilement encombrant. Pour éviter cela, on choisira des tôles de plus petites dimensions mais, comme dans ce cas la partie centrale sera moins large, il faudra — pour conserver la même section brute de 11 cm² — augmenter l'épaisseur totale du circuit magnétique et renoncer à l'idée d'avoir un noyau de forme carrée. C'est ainsi que le noyau magnétique est généralement de forme rectangulaire, mais il n'en reste pas moins, et c'est ce que nous avons voulu mettre en évidence, que chaque fois que le facteur encombrement peut être négligé, il convient d'adopter un circuit de forme carrée.

Comment pouvons-nous alors déterminer a priori le type de tôles qui conviendra le mieux, par ses dimensions, au transformateur que nous avons en projet? C'est seulement avec un peu de pratique que nous parviendrons à choisir rapidement le modèle le mieux adapté à nos besoins, celui permettant de loger les enroulements nécessaires dans le plus petit espace. Fort heureusement, ce « coup d'oeil » s'acquiert assez rapidement et on arrive très bien, après avoir construit quelques modèles de transformateurs, à évaluer l'espace, ou mieux, le volume qu'occuperont les enroulements (suivant le diamètre et l'isolement des fils) et à juger s'ils pourront être logés dans l'espace disponible entre les branches du circuit magnétique.

Il est évident qu'au début, avant d'avoir acquis la technique nécessaire, il conviendra de se livrer à quelques calculs pour éviter, une fois le travail presque terminé, de manquer de l'espace nécessaire pour loger la totalité des enroulements. Ces calculs — indiqués ci-dessous — porteront sur le volume des enroulements, en partant de l'emploi présumé d'un certain type de tôles.

Nous avons déjà mentionné un point de départ, la largeur de la partie centrale du circuit magnétique que nous avons choisie égale à la racine carrée de la section brute (soit 33 mm dans notre cas). A partir de cette donnée, nous conseillons de choisir des tôles dont la largeur de la branche centrale est de 20% inférieure à cette dimension. C'est ainsi que nous choisirons des tôles dont la branche centrale a une largeur de 25 mm (tableau 53) et dont les dimensions sont évidemment inférieures à celles dont la largeur est de 33 mm. S'il se trouve que plusieurs modèles soient disponibles, on donnera la préférence à celui dont les dimensions générales se rapprochent le plus de celles du type ayant servi de base à nos calculs (79 × 94). C'est ainsi que, dans notre cas, nous choisirons le type 76 × 80, de préférence au 63 × 76.

Etant donné que nous devons avoir une section de 11 cm² et que la largeur de la branche centrale est de 2,5 cm, nous devrons réaliser un empilage de ces tôles sur une hauteur de 11 : 2,5 = 4.4 cm.

Nous devons, maintenant, vérifier si les enroulements peuvent trouver place dans les fenêtres qui, dans notre cas, mesurent 52 x 16 mm (tableau 53).

Ce n'est pas seulement le fil du bobinage que nous devons loger dans l'espace disponible. Entre chaque couche de fil on doit intercaler une couche de papier paraffiné; entre le primaire et les secondaires, tout comme entre les secondaires eux-mêmes, on doit prévoir une couche de papier forte ou de toile isolante. Le début et la fin de chaque enroulement devront aboutir à l'extérieur, ce qui nécessite l'emploi d'un conducteur transversal bien isolé, maintenu par un ruban de toile, ce qui augmente encore l'encombrement.

Enfin, le bobinage devra se faire sur une carcasse de carton, qui absorbera, à elle seule, une partie de de l'espace disponible dans les fenêtres.

Si la fenêtre mesure 52 mm de long et si nous adoptons une carcasse comportant des joues (**figure 6**) nous disposerons d'un espace utile (pour bobiner notre fil) de 52 mm, moins l'épaisseur des deux joues, soit environ 48 mm utilisables.

Considérons, tout d'abord l'enroulement primaire. Nous savons qu'il doit comporter 587 tours de fil de

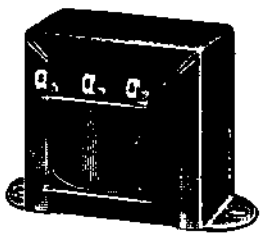


Fig. 10 - Lorsque le fil des enroulements est très fin, ce qui est le cas des transformateurs B.F. de faible puissance, on le soude sur des cosses rivées sur une des joues de la carcasse.

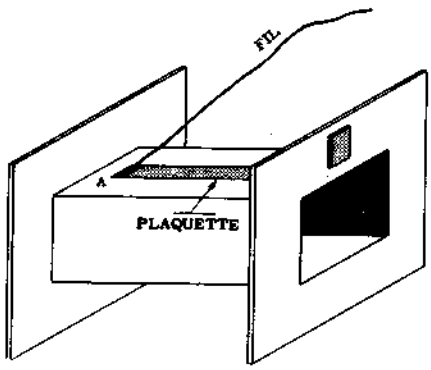


Fig. 10 bis - Voici un système pratique représenté ci-dessous pour faire sortir de la bobine les extrémités des enroulements.

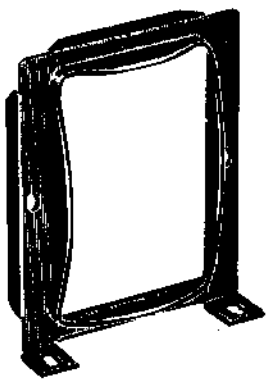


Fig. 11 - Type de flasque de serrage pour montage vertical. La nervure la rend particulièrement rigide; elle est accouplée à un autre élément semblable.

cuivre émaillé de 0,40 mm; en consultant le tableau 54 — extrêmement utile — nous voyons qu'il est possible de bobiner 20 spires de ce fil par centimètre de longueur; comme nous disposons d'un espace utile de 4,8 cm, nous pourrons bobiner:

$20 \times 4{,}8 = 96$ spires par couche.

Pour loger nos 587 spires, il faudra 6 couches entières et une couche supplémentaire ne comportant que 11 spires. En pratique, étant donné qu'au fur et à mesure que l'on superpose les couches, il est possigle que quelques spires viennent à manquer, on prévoiera 7 couches complètes.

Nous pouvons également considérer le cas d'un primaire prévu pour fonctionner sur plusieurs tensions. Comme nous l'avons calculé plus haut, la prise 140 volts doit comporter 658 spires au total, soit 71 de plus que la prise 125 volts qui en compte 587. Pour atteindre la prise 160 volts, il nous faut ajouter encore 94 spires et, enfin, pour la totalité de l'enroulement (prise 220 volts) nous devrons bobiner encore 282 spires. Les fils utilisés pour ces divers bobinages supplémentaires pourront être de diamètres décroissants. On peut connaître la section des divers fils à employer au moyen du tableau 54, comme pour calculer celle du primaire 125 volts: pour cela, nous divisons d'abord la puissance absorbée au primaire (40,5 VA) par les tensions, ce qui nous donne les intensités des courants soit: 0,29, 0,25 et 0,18 ampère et, en nous basant sur une densité de courant de 2,5 ampères par cm², le tableau nous indique que nous devons utiliser des fils ayant, respectivement, 0,38, 0,35 et 0,30 mm de diamètre.

C'est ainsi que, pour un primaire universel, nous devrons bobiner:

1 couche comportant 71 spires de fil émaillé de 0,38 mm.

1 couche comportant 94 spires de fil émaillé de 0,35 mm.

2 couches comportant chacune 141 spires de fil émaillé de 0,30 mm.

Un des enroulement secondaire doit avoir 31,5 spires de fil émaillé de 1,2 mm de diamètre. Le tableau 54 indique que nous pouvons loger 7,5 spires par cm: sur une longueur de 4,8 cm nous pourrons bobiner facilement ce secondaire sur une seule couche. L'autre secondaire comportera une couche de 25 spires de fil émaillé de 1 mm de diamètre.

Les sept couches de fil du primaire (0,40 mm) occupent environ 3,5 mm de hauteur (toujours d'après le tableau 54, 3ème colonne), nous devons y ajouter 1,2 et 1 mm pour les deux secondaires, soit au total, environ 5,7 mm pour le fil seulement. La carcasse de carton a une épaisseur de 1,5 cm et l'épaisseur totale des couches de papier et de toile isolante peut être évaluée à 2,5 mm (voir tableau 55) pour 6 ou 7 couches de papier et deux ou trois de toile ou de carton mince. L'épaisseur totale sera donc de 5,7 + 1,5 + 2,5 = 9,7, soit 10 mm, en arrondissant. Puisque la largeur de la fenêtre des tôles choisies est de 16 mm, nous pourrons y loger facilement les enroulements qui devront, toutefois, être soigneusement réalisés; spires jointives, fil bien tendu, sans chevauchement des spires, papier isolant de largeur convenable bien plaqué sur le fil.

Dans le cas d'un enroulement primaire universel, les diverses couches supplémentaires occuperont une épaisseur de 2,5 mm environ (calculée au moyen du tableau 54), y compris les couches isolantes nécessaires, ce qui portera l'épaisseur totale à 12,5 mm et, là encore, la totalité des enroulements pourra être facilement logée dans l'espace disponible.

REALISATION PRATIQUE

Bien que la construction d'un transformateur ne soit pas une opération particulièrement difficile, un problème important se pose au technicien: celui du bobinage proprement dit. Le transformateur pris pour exemple est de petite dimension mais, en général, les transformateurs d'alimentation comportent un enroulement primaire à prises multiples permettant le fonctionnement sur les diverses tensions des réseaux (par exemple: 110, 125, 145, 220 et 245 volts), des secondaires basse tension et d'un secondaire haute tension. Il est alors évident que le nombre total des spires est beaucoup plus grand que celui pris pour exemple, qui compte déjà pourtant près de 600 spires, rien que pour

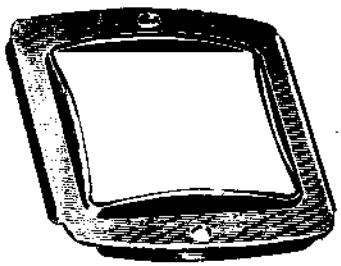


Fig. 12 - Type de flasque de serrage pour transformateur à encastrer. Dans ce cas, on utilise, assez souvent une seule flasque car le transformateur est fixé, de l'autre côté, directement sur la tôle du châssis.

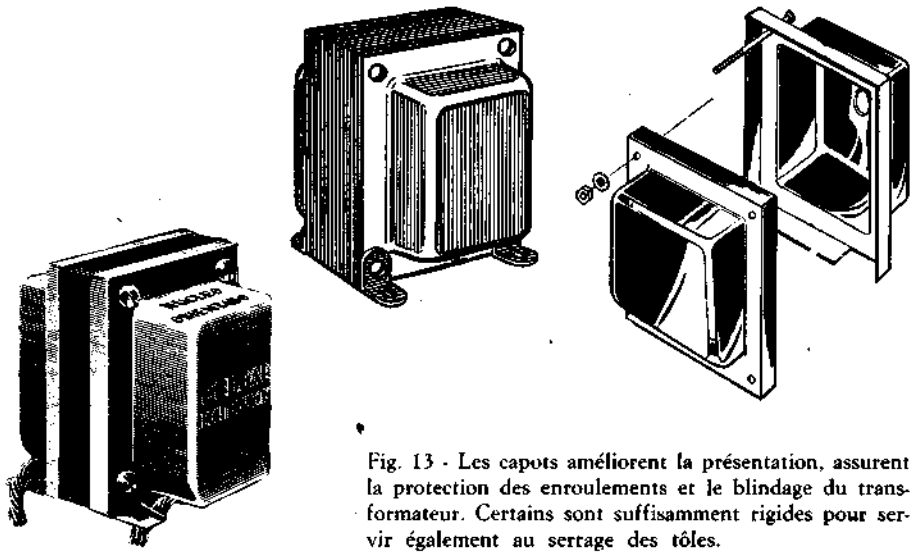


Fig. 13 - Les capots améliorent la présentation, assurent la protection des enroulements et le blindage du transformateur. Certains sont suffisamment rigides pour servir également au serrage des tôles.

le primaire. Cette difficulté ne peut être résolue qu'en employant une machine à bobiner, avec laquelle il sera possible de réaliser des enroulements réguliers dans un espace minimum. Toutefois, une telle machine coûte cher et c'est au technicien de décider si l'importance et le nombre des travaux à exécuter peuvent justifier une telle dépense.

Nous voulons indiquer ici une solution facile à ce problème qui puisse être employée dans le cas où les rares bobinages à effectuer ne sauraient justifier l'achat d'une machine spéciale. La bobineuse peut être remplacée par une simple perceuse à main (**figure 7**); à cet effet, on fixe la carcasse sur un parallèlépipède de bois, traversé en son centre par une longue tige filetée que l'on serre à une extrémité, dans le mandrin de serrage de la perceuse, la carcasse tournera rapidement, et régulièrement, et l'on pourra bobiner le fil, en ayant soin de le tenir toujours fortement tendu. La démultiplication du mécanisme de la perceuse facilitera cette opération: si l'on prend soin, à l'avance, de connaître ce rapport, on pourra savoir combien de tours de manivelle seront nécessaires pour bobiner le nombre de spires désiré; ce qui est très précieux dans le cas d'un enroulement comportant un grand nombre de tours.

Ayant choisi le type de tôles à employer, suivant la méthode exposée plus haut, il convient de fabriquer la carcasse destinée à recevoir le fil. Celle-ci sera construite avec le bande de carton, de la largeur de la fenêtre, pliée en quatre pour former un tube de section rectangulaire, que l'on munira, ensuite de deux joues de ce même carton (figure 6); parfois — dans les transformateurs du commerce — cette carcasse est en matière plastique moulée d'une seule pièce (**figure 8**). Le rôle de cette carcasse est évident: elle doit supporter les enroulements, les isoler du circuit magnétique en fer et les maintenir en place sur le noyau central du transformateur. Nous avons indiqué, plus haut, que l'épaisseur du carton, employé pour la construction de cette carcasse et des joues, doit être de l'ordre de 2 mm, pour assurer une rigidité suffisante à l'ensemble.

On procède, ensuite au bobinage des enroulements, dont l'ordre est indifférent. Nos lecteurs savent, en effet qu'en raison du principe même de fonctionnement d'un transformateur, il importe peu que le primaire soit placé en dessous, au-dessous ou entre les secondaires. Toutefois, dans la majorité des cas, on bobine d'abord le primaire (particulièrement quand il comporte plusieurs prises), puis le secondaire haute tension et, en dernier, les secondaires donnant les tensions plus faibles et les intensités les plus fortes (gros fil). On doit garder présent à l'esprit qu'au fur et à mesure que les couches se superposent, la spire augmente de longueur, et qu'il est donc préférable que les enroulements comportant le plus grand nombre de tours de fil fin soient bobinés en premier, c'est-à-dire le plus près du noyau pour que leurs spires soient les plus courtes (ce qui économise également sur le prix du fil).

Dans certains cas, lorsqu'on a un secondaire à prise médiane comportant un très grand nombre de spires, pour éviter que les deux moitiés aient des résistances ohmiques trop inégales, ce qui nuirait à la symétrie, on bobine un demi-secondaire sur la première moitié de la longueur de la carcasse et l'autre demi-secondaire, à côté, sur la seconde moitié. Nous verrons dans une autre leçon — quand nous traiterons des transformateurs pour Basse Fréquence — que cela est souvent nécessaire pour de multiples raisons. En ce qui concerne plus spécialement les transformateurs d'alimentation objet de cette étude, ce procédé est plus rarement employé.

Selon que le transformateur à construire doit être fixé verticalement ou horizontalement (semi encastré), les fils de sortie, servant à la liaison avec les circuits extérieurs sont disposés différemment. Lorsque les fils des enroulements (entrée et sortie) sont d'une section suffisante, ils peuvent servir eux-mêmes de fils de liaison avec les autres circuits; il suffit, alors, de les laisser suffisamment longs et de les isoler soigneusement à leurs points de sortie (**figure 9**). Les fils plus fins sont soudés à des cosses rivées sur les joues de la carcasse (**figure 10**) et les connexions extérieures viennent se raccorder à ces points. Dans certains modèles de transformateurs de fabrication

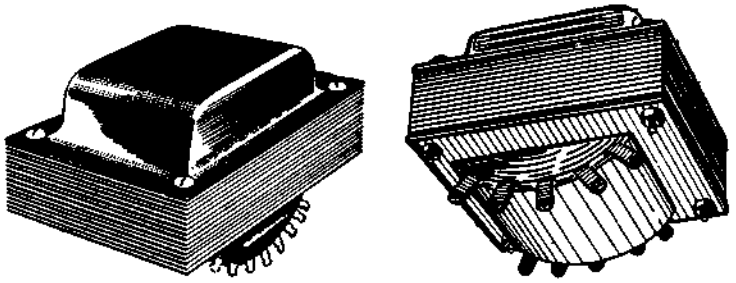


Fig. 14 - Dans le cas d'un transformateur prévu pour être encastré dans le châssis, seule la partie supérieure est capotée. Là encore, le capot sert de flasque de serrage et protège les enroulements.

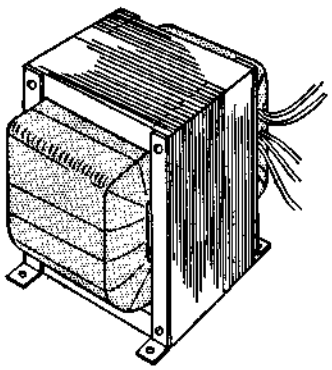


Fig. 15 - Lorsque le transformateur n'est pas protégé par un capot, on peut recouvrir les enroulements d'un ruban isolant protecteur, avant de mettre en place le circuit magnétique.

étrangère (USA, par exemple) pour faciliter l'utilisation de ces transformateurs, que l'on trouve parfois aux « surplus militaires », nous donnons, page 312, le code des couleurs permettant d'individualiser les sorties.

Nous ne voulons pas nous étendre davantage sur les particularités de construction qui, pour être bien comprises, doivent être étudiées sur l'objet lui-même. C'est pourquoi, nous conseillons à tous ceux qui désirent entreprendre la construction de ces éléments, de démonter et d'examiner attentivement des transformateurs hors d'usage, qu'il leur sera facile de se procurer chez n'importe quel dépanneur.

Il nous faut dire quelques mots maintenant, de deux accessoires fort utiles: les *flasques de serrage* des tôles et *les capots*. Les flasques de serrage (**figure 11**) servent, comme leur nom l'indique, à serrer fortement le paquet de tôles une fois le transformateur terminé. Ceci est indispensable car, si les tôles n'étaient pas suffisamment serrées les unes contre les autres pour former un ensemble rigide, elles entreraient en vibration sous l'effet du courant alternatif passant dans les enroulements. Ces flasques sont presque toujours constituées par un cadre métallique épais, ayant les dimensions des tôles; elles sont très souvent en métal fondu. Elles sont pourvues d'épaulements et de trous servant au passage des tiges filetées, ou vis de serrage qui traversent tout le paquet de tôles du circuit magnétique. Parfois, lorsque le transformateur est prévu pour être encastré partiellement dans le châssis dans un trou spécialement prévu à cet effet, seule la flasque de serrage supérieure est nécessaire (**figure 12**); c'est le châssis lui-même qui, étant suffisamment rigide, sert de flasque inférieure.

Les capots (**figure 13**) ne sont pas indispensables, mais ils sont souvent adoptés pour améliorer la présentation du transformateur, tout en donnant une sécurité et une facilité d'utilisation plus grande. S'ils sont suffisamment rigides, ils peuvent également servir de flasques de serrage du circuit magnétique et, dans le cas de transformateurs à encastrer, seul le capot supérieur est nécessaire, comme le montre la (**figure 14**).

On prendra soin que les vis de serrage des tôles, dont nous avons parlé à propos des flasques, soient bien isolées des tôles elles-mêmes, particulièrement dans le cas où elles passent dans des trous prévus à cet usage. Il est facile de réaliser un isolement suffisant en insérant à l'intérieur des trous de passage une longueur de tube isolant souple (souplisso) le diamètre convenable. L'isolement entre les couches de fil, entre les enroulements et le fer, entre le primaire et les secondaires et entre les secondaires eux-mêmes sera particulièrement soigné, principalement dans le cas où des différences de potentiel importantes existent entre les divers circuits. On doit utiliser largement le papier paraffiné et le carton isolant; faire très attention au passage des fils d'entrée et de sortie, à leur fixation au moyen de ruban ou de ficelle pour éviter leur déplacement accidentel à la suite d'une traction extérieure, les souder soigneusement aux cosses prévues à cet effet sur les flasques de carton de la carcasse; ne pas hésiter, partout où cela semble nécessaire, à employer du ruban isolant ou du souplisso. On peut également, lorsqu'on n'utilise pas de capot protecteur, entourer l'ensemble constitué par les enroulements et la carcasse de carton, d'un ruban de toile isolante comme le montre la **figure 15**.

Une fois le bobinage des enroulements terminé, il faut introduire les tôles une à une, en prenant soin — comme nous l'avons dit plus haut — de les placer alternativement dans un sens et dans l'autre. Dans le cas de tôles en « E », le circuit sera fermé chaque fois, par une tôle en « I ». C'est une opération facile mais qui doit être exécutée avec soin, d'où dépend la vie du transformateur. On constatera, enfin, que d'introduction des dernières tôles ne se fera pas sans difficultés, il sera nécessaire de presser énergiquement le paquet pour pouvoir y introduire le maximum de tôles possible (**figure 16**).

La mise en place des tôles, suivie de leur serrage au moyen des flasques métalliques ou des capots protecteurs est la phase terminale de notre construction. Dans certains cas toutefois, on procède à une opération supplémentaire: l'imprégnation à la paraffine ou

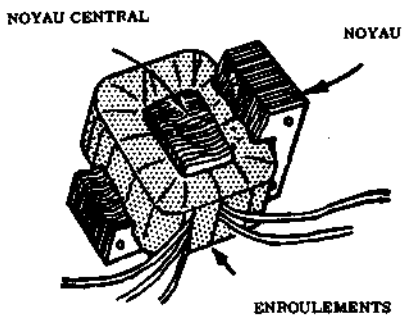


Fig. 16 - Vue en coupe du circuit magnétique. On doit s'efforcer d'enfiler le plus grand nombre possible de tôles à l'intérieur des enroulements.

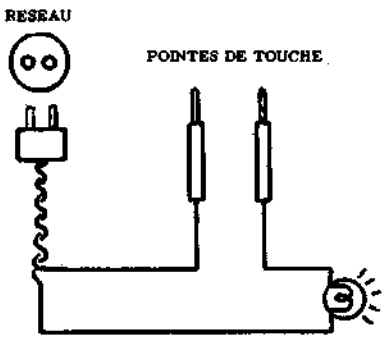


Fig. 17 - On peut faire les essais d'isolement d'un transformateur au moyen du circuit ci-dessous comportant une lampe d'éclairage prévue pour la tension du réseau. Si l'isolement est suffisant, la lampe ne doit pas s'éclairer lorsque les pointes de touche sont mises en contact avec les tôles, d'une part, et les enroulements, d'autre part.

au vernis isolant. Elle consiste tout d'abord, à placer le transformateur pendant 30 minutes environ, dans un four chauffé à 150°, ce qui a pour effet d'enlever toute trace d'humidité, puis de le plonger dans un bain de substance isolante pour le protéger de toutes atteintes ultérieures et pour le rendre parfaitement compact. Ce procédé d'imprégnation n'est appliqué, répétons-le, qu'à certains transformateurs spéciaux dont les conditions d'emploi nécessitent des précautions particulières d'isolement et de rigidité; elle présente l'inconvénient d'augmenter sensiblement le prix et de rendre difficiles toutes opérations de dépannage ou de récupération du matériel. Les progrès techniques réalisés ces dernières années dans la fabrication des fils de cuivre émaillés — vernis et isolants résistant mieux à la chaleur et aux efforts mécaniques — rendent encore plus exceptionnels les cas où l'on doit recourir à l'imprégnation. Nous ajouterons que l'amateur, ou même le technicien radio, n'est pas outillé pour mener à bien ce genre d'opération et qu'en conséquence, les transformateurs qu'il sera à même de réaliser seront toujours du type non-imprégnés.

Une fois la construction achevée, il sera prudent, avant de le mettre sous tension, de vérifier l'isolement du transformateur. Une simple vérification à l'ohmmètre ne peut pas être absolument concluante, toutefois, en l'absence d'autres moyens de contrôle, elle permettra, au moins de déceler la présence éventuelle de courts-circuits. La tension de la pile de l'ohmmètre est insuffisante pour contrôler efficacement l'isolement du transformarteur; il faudrait pouvoir lui appliquer une tension supérieure à la tension de service, ce qui dépasse, très souvent les possibilités du constructeur amateur. Nous indiquons, ci-dessous, un dispositif simple, mais efficace, pouvant servir au contrôle de l'isolement.

On réalise le circuit de la **figure 17**, comportant une prise de courant, une lampe (125 ou 220 volts, selon la tension du secteur) et deux pointes de touche. On place une des pointes en contact avec les tôles du circuit magnétique et, l'autre pointe de touche sera mise successivement en contact avec les extrémités des divers enroulements: en aucun cas la lampe ne devra s'allumer. Si la lampe s'allume normalement, cela indique la présence d'un court-circuit, c'est-à-dire d'un contact franc entre le fil d'un des enroulements et le circuit magnétique; si la lampe n'éclaire que faiblement, cela indique également un court-circuit, mais avec une certaine résistance de contact. Dans les deux cas, il faut revoir complètement le travail pour trouver le défaut d'isolement et y remédier, si cela est possible. On répètera le même essai entre les divers enroulements qui, selon le schéma du transformateur, doivent être isolés les uns des autres.

Au cours de ces manipulations on prendra bien soin de ne toucher aucune partie métallique avec les mains: n'oublions jamais que la tension du secteur est dangereuse !

L'essai d'isolement effectué dans les conditions ci-dessus, est en réalité un essai bien modeste si l'on songe que, dans les laboratoires, les contrôles se font avec des tensions dix fois supérieures à la tension maximum fournie par le transformateur. Il n'en constitue pas moins une vérification utile à laquelle on doit procéder avant la mise sous tension.

Ceci fait, on pourra passer à l'opération suivante qui consiste à s'assurer que le transformateur donne bien les tensions désirées. L'opération est facile; il suffit de relier le primaire au secteur (en plaçant, au préalable, le répartiteur de tension sur la position convenable). Si le primaire comporte plusieurs prises, on pourra contrôler l'exactitude des calculs en mesurant les tensions (avec un voltmètre alternatif) entre le point « zéro » et chacune des prises: les diverses tensions lues sur le voltmètre devront être celles prévues par le calcul. On passera ensuite aux enroulements secondaires et on mesurera les tensions à leurs bornes: il ne faudra pas s'étonner de lire des tensions un peu supérieures à celles prévues. Ceci est dû au fait que la mesure est faite « à vide », c'est-à-dire sans charge; lorsque le transformateur sera branché aux circuits à alimenter (filaments des lampes, redresseurs...) les tensions descendront à leurs valeurs normales, ce qu'il faudra d'ailleurs contrôler à ce moment-là.

Leçon n° 39

SYMBOLES - ABREVIATIONS

$A/_{sp}$ = Ampère/spire
$\cos \Phi$ = Facteur de puissance
E_p = Tension au primaire
E_s = Tension au secondaire
I_p = Courant au primaire
I_s = Courant au secondaire
N_p = Nombre de spires au primaire
N_s = Nombre de spires au secondaire
P_{app} = Puissance apparente
P_m = Puissance moyenne
P_p = Puissance au primaire
P_s = Puissance au secondaire
R_o = Résistance ohmique de la charge
S_l = Section brute du noyau
S_n = Section nette du noyau
S_p/V = Spires par volt
VA = Volt-ampère
V/S_p = Volt par spire

FORMULES

Diamètre des fils:

Pour 2 ampères par mm²

$d = 0{,}8 \sqrt{I}$

Pour 2,5 ampères par mm²

$d = 0{,}7 \sqrt{I}$

Pour 3 ampères par mm²

$d = 0{,}65 \sqrt{I}$

$e = -N\ (d\Phi : dt)$
$E_p = E_s N_p : N_s$
$E_s = E_p N_s : N_p$
$I_p = I_s N_s : N_p$
$I_p = P_p : E_p$
$I_s = E_s : R_o$
$I_s = P_s : E_s$
$P_m = I \times E \times \cos \Phi$
$P_p = E_p I_p$
$P_s = E_s I_s$
$S_n = 1{,}5 \sqrt{P_p}$
$S_l = S_n + 10\%$ (pour des tôles de 0,35 mm)
$S_l = S_n + 15\%$ (pour des tôles de 0,50 mm)

$$S_p/V = \frac{\text{Nombre de spires de l'enroulement}}{\text{Tension à ses bornes}}$$

S_p/V primaire $= 45 : S_n$
S_p/V secondaire $= 48 : S_n$
$V/S_p = E_p : N_p$

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 37 et 38

N. 1 — Quelle est la fonction d'un transformateur ?

N. 2 — Est-il possible, au moyen d'un transformateur, de diviser la puissance absorbée dans un circuit et de la distribuer dans plusieurs circuits indépendants les uns des autres ?

N. 3 — Quels sont les éléments principaux d'un transformateur ?

N. 4 — Quelles sont les fonctions du « primaire » et du « secondaire » ?

N. 5 — Quelle relation existe-t-il entre le rapport des tensions au primaire et au secondaire et le rapport des spires au primaire et au secondaire ?

N. 6 — De combien de façons peut-on utiliser un transformateur ?

N. 7 — Pour quelle raison ne peut-on obtenir au secondaire du transformateur une puissance absolument égale à celle absorbée par le primaire ?

N. 8 — Pourquoi le circuit magnétique d'un transformateur doit-il être composé de tôles minces, isolées entre elles, au lieu d'être formé d'un bloc unique ?

N. 9 — Un transformateur donné comporte 2 000 spires au primaire et 1 500 spires au secondaire. Quelle sera la tension aux bornes du secondaire si l'on applique au primaire une tension de 150 volts ?

N. 10 — Existe-t-il une différence entre les tensions secondaires mesurées « à vide » et celles mesurées avec une charge ?

N. 11 — Pour quelle raison les tôles d'un transformateur sont-elles placées alternativement dans un sens et dans l'autre ?

N. 12 — Un transformateur peut-il être caractérisé par plus d'un facteur « spires par volt » ?

N. 13 — Quelle est la relation existant entre l'intensité du courant et le nombre des spires de chaque enroulement ?

N. 14 — Qu'entend-on par « rendement » d'un transformateur ?

N. 15 — Quelles sont les sources de pertes dans un transformateur ?

N. 16 — Pour quelle raison, dans un enroulement ayant une forte différence de potentiel à ses bornes, est-il indispensable d'isoler les couches de fil les unes des autres ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 283

N. 1 — Elles sont toujours déphasées de 90° dans les deux types de circuit, mais les déphasages sont de sens opposés.

N. 2 — Celles aux bornes des éléments réactifs sont toujours déphasées entre elles de 180° et peuvent être directement retranchées l'une de l'autre.

N. 3 — Dans ce cas, le circuit se comporte comme s'il était uniquement résistif, c'est-à-dire que le courant est en phase avec la tension.

N. 4 — Le circuit est en résonance sur la fréquence de la tension alternative appliquée. Le courant a une intensité maximum si le circuit est du type série, elle est minimum s'il est du type parallèle.

N. 5 — Ils sont déphasés de 180° l'un par rapport à l'autre.

N. 6 — Les courants des deux branches sont égaux mais de signes contraires, donc ils s'annulent. Le courant de ligne tend donc vers zéro et l'impédance vers une valeur infinie.

N. 7 — Non; elle a également une alternance négative.

N. 8 — Par « puissance apparente » on entend le produit de la tension par l'intensité du courant: $P_{app} = E \times I$.

N. 9 — $P_{moy} = I^2 R$ ou bien, $P_{moy} = E \times I \times \cos \Phi$.

N. 10 — La puissance est effectivement dissipée par la résistance ohmique seulement, car les résistances réactives, aussi bien la réactance capacitive que la réactance inductive, ne dissipent pas d'énergie. En fait, aussi bien un condensateur qu'une bobine peuvent emmagasiner une certaine quantité d'énergie et la restituer, avec de faibles pertes, dès que la source ne débite plus de courant.

N. 11 — La tension appliquée et la résistance du circuit.

N. 12 — Il se comporte comme une capacité seule.

N. 13 — Une inductance de 405 microhenrys.

N. 14 — La fréquence de résonance diminue.

N. 15 — Les tensions aux bornes des deux composants sont très élevées, du fait que l'intensité du courant est maximum et est limitée seulement par la résistance ohmique du circuit.

N. 16 — Il se comporte comme une simple inductance.

N. 17 — Il doit être branché en série avec la charge, car l'impédance d'un circuit résonant parallèle est maximum à la fréquence de résonance. L'impédance maximum provoque donc la chute de tension maximum à la fréquence à éliminer.

N 18 — Du type « passe-bas ». Il est, en fait, branché en parallèle sur la tension alternative et se comporte donc, à son égard, comme un véritable court-circuit.

TABLEAU 51 — CORRESPONDANCE ENTRE LA NUMEROTATION AMERICAINE « B & S » ET LE DIAMETRE EN MILLIMETRES DES CONDUCTEURS

Numérotation B & S Gauge	Diamètre mm	Numérotation B & S Gauge	Diamètre mm
0000	11,684	24	0,510
000	10,405	25	0,455
00	9,266	26	0,405
0	8,254	27	0,360
1	7,348	28	0,321
2	6,544	29	0,286
3	5,827	30	0,255
4	5,189	31	0,227
5	4,621	32	0,202
6	4,115	33	0,180
7	3,665	34	0,160
8	3,264	35	0,143
9	2,906	36	0,127
10	2,588	37	0,113
11	2,305	38	0,100
12	2,053	39	0,090
13	1,829	40	0,080
14	1,628	41	0,071
15	1,450	42	0,063
16	1,291	43	0,056
17	1,150	44	0,050
18	1,024	45	0,045
19	0,899	46	0,040
20	0,812	47	0,035
21	0,723	48	0,032
22	0,644	49	0,028
23	0,573	50	0,025

Le tableau 51 sera extrêmement utile à tous ceux qui ont, ou auront, l'occasion de consulter des revues américaines. Aux USA, le diamètre des conducteurs n'est pas exprimé directement en millimètres, ou en fractions de pouce, mais bien selon une numérotation conventionnelle appelée « Gauge B & S ».

Le tableau ci-dessus permet de convertir cette numérotation en indications pratiques, puisqu'à côté de chaque numéro du code « B & S », est indiqué le diamètre en millimètres s'en rapprochant le plus. Naturellement, la correspondance n'est qu'approximative, mais la précision est largement suffisante.

Par exemple, si un enroulement doit être fait avec du fil « N. 32 » correspondant au diamètre de 0,002 mm, on pourra utiliser du fil de 0,20 mm. Du moment que la section du conducteur est calculée sur la base d'une densité de courant en ampères par millimètre carré, la différence résultant des faibles écarts possibles ne peut compromettre le résultat final.

Le tableau 52 est un abaque permettant de calculer rapidement la section du circuit magnétique (nette ou brute) d'un transformateur, en fonction de la puissance. Il est d'un emploi très facile.

La puissance requise est lue sur l'échelle du bas (Volts-Ampères). De ce point on élève une perpendicu-

TABLEAU 52 - ABAQUE POUR LE CALCUL RAPIDE DE LA SECTION NETTE ET BRUTE DU CIRCUIT MAGNETIQUE D'UN TRANSFORMATEUR EN FONCTION DE SA PUISSANCE EN V/A

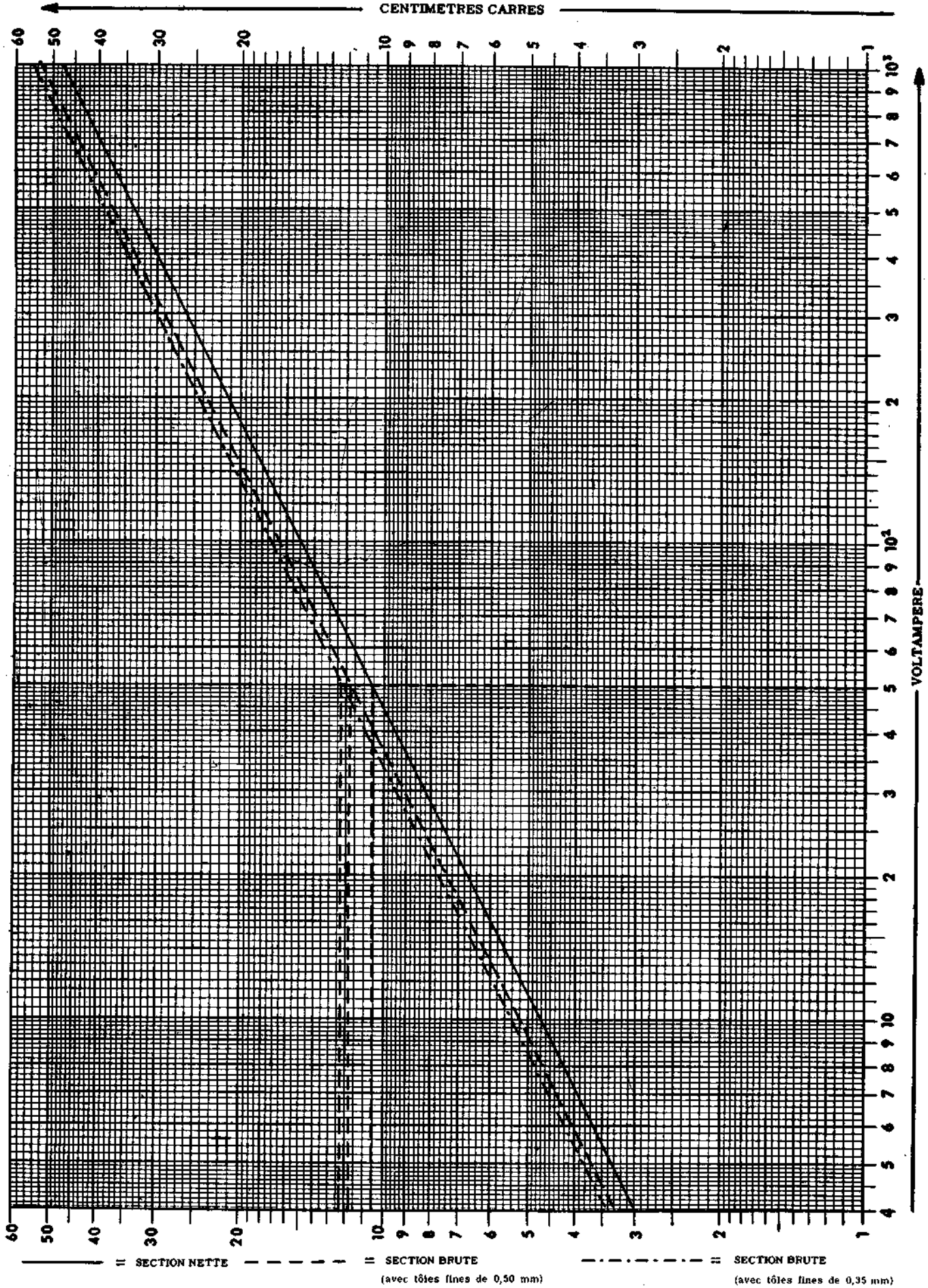
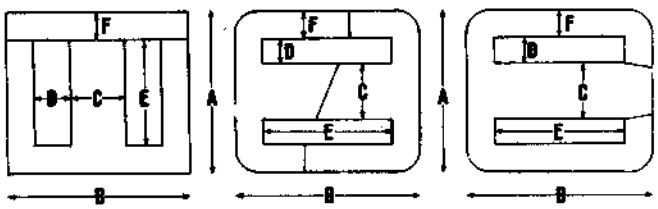


TABLEAU 53 - DIMENSIONS DES TÔLES POUR TRANSFORMATIONS



Dimensions en millimètres				
A B	Type	C	D et F	E
32× 38	1	13	6,5	19
37× 44	1	14	7,5	22
40× 48	1	16	8,0	24
47× 57	1	19	9,5	28
50× 64	3	14	10,0	50
52× 67	3	16	16,0	38
54× 54	2 e 3	16	11,0	38
55× 66	1	22	11,0	33
55× 82	2	20	22,0	37
63× 76	1	25	13,0	38
70× 70	2 e 3	20	16,0	50
70×100	1	28	23,0	54
72× 92	2	27	18,0	43
76× 80	2	20	21,0	52
76× 80	3	20	21,0	58
76× 80	2 e 3	25	16,0	52
79× 94	1	32	16,0	47
80×100	1	28	21,0	52
82×105	2	30	22,0	52
84× 87	3	23	19,0	60
95×115	2	31	26,0	63
100×102	1	28	22,0	74
105×105	2 e 3	30	22,0	74
105×110	3	25	30,0	79
110×115	2	32	25,0	78
116×126	2	40	25,0	80
119×145	2	40	32,0	79
120×100	1	40	20,0	60
124×115	1	18	35,0	79
145×145	2	40	32,0	105
166×196	2	60	40,0	110
220×240	1	70	40,0	160
220×400	1	70	40,0	320

laire qui vient couper les trois droites inclinées, tracées sur l'abaque. A partir des points d'intersection on trace des droites horizontales qui rencontrent les échelles verticales (droite ou gauche) sur lesquelles on lit directement la section en centimètres carrés. La section brute est donnée pour deux épaisseurs de tôles (0.35 et 0.50 mm).

L'exemple indiqué, montre que pour une puissance de 50 VA, il faut un circuit magnétique de 10,5 cm² de section nette, soit une section brute de 11.7 cm² avec des tôles de 0.35 mm et de 12.3 cm² avec des tôles de 0,50 mm.

Le tableau 53 ci-contre, donne les dimensions des tôles pour les circuits magnétiques les plus fréquemment employées pour la réalisation de transformateurs de petite puissance.

Les dessins figurant au-dessus du tableau permettent de repérer les dimensions indiquées par des lettres dans les colonnes du tableau. On n'a pas mentionné l'épaisseur, étant donné que ces tôles se trouvent en deux épaisseurs standards, 0.35 et 0,50 mm.

Si, par exemple, nous devons construire un transformateur ayant un circuit magnétique de 10 cm² de section, nous pourrons calculer son encombrement en employant, par exemple, des tôles de 76 × 80 (type N° 2). Dans ce cas, du moment que la largeur de la branche centrale (colonne C) est de 25 mm, l'épaisseur du paquet de tôles devra être de 10 : 2.5 = 4 cm (si la section brute est de 10 cm²).

Les fenêtres dans lesquelles devra être logé l'enroulement, auront pour dimensions D × E, soit 21 × 52 mm. Connaissant ces dimensions, il est possible (comme nous l'avons indiqué dans le texte de la 38eme leçon) de vérifier si le bobinage peut y être logé.

Le tableau 54 — page suivante — donne les principales caractéristiques des fils de cuivre émaillés, de diamètres allant de 0.05 millimètre (5/100) à 4 millimètres, qui sont les plus emloyés en électronique.

Cette table est extrêmement utile dans tous les cas où l'on doit réaliser un enroulement quelconque, que ce soit une bobine pour Haute Fréquence, une impédance B.F. ou un transformateur (nous l'avons vu, en particulier, lors du calcul du transformateur d'alimentation donné en exemple dans la 38eme leçon). Elle permet de connaître, à l'avance et avec une bonne approximation, l'encombrement total des bobinages et de juger, en conséquence, si l'espace disponible est suffisant.

Il convient de remarquer, à ce propos, que nous avons indiqué aussi bien le nombre de spires par centimètre de longueur, que le nombre des spires par centimètre carré. Dans ce dernier cas, on entend le nombre de spires pouvant être bobinées en couche superposées sur un centimètre de longueur et un centimètre de hauteur, c'est-à-dire sur un centimetre carré de la section de l'enroulement à couches multiples.

Théoriquement, le nombre de couches devrait être obtenu en divisant 1 cm par le diamètre du fil, mais il est en réalité plus petit, car la table tient compte de l'épaisseur de la couche d'émail qui recouvre le

TABLEAU 54 - CARACTERISTIQUES DES FILS DE CUIVRE EMAILLES POUR ENROULEMENTS DE BOBINES ET DE TRANSFORMATEURS

Diam. fil mm	Section mm²	Spires par cm	Spires par cm²	Ohms par m	Mètres par 10 ohms	Poids en g par 100 m	Longeur par 100 g m	Résistance par 100 g ohm	Poids par 100 ohms	Courant max. en ampères		
										2,0 A par mm²	2,5 A par mm²	3,0 A par mm²
0,05	0,002	125,0	15.500	9,500	0,112	1,90	5.263,10	47.103,000	gr 0,210	0,004	0,005	0,006
0,06	0,003	113,0	13.450	6,310	0,161	2,70	3.703,70	22.995,000	» 0,430	0,005	0,007	0,008
0,07	0,004	100,0	10.000	4,560	0,219	3,70	2.702,70	12.159,000	» 0,780	0,007	0,010	0,011
0,08	0,005	86,0	7.200	3,500	0,286	4,90	2.040,82	7.140,000	» 1,400	0,010	0,013	0,015
0,09	0,006	78,0	6.150	2,760	0,362	6,00	1.666,67	4.498,000	» 2,170	0,012	0,016	0,019
0,10	0,008	72,0	5.200	2,220	0,452	7,70	1.298,70	2.881,000	» 3.450	0,016	0,020	0,023
0,11	0,009	67,0	4.560	1,840	0,543	9,00	1.111,11	2.044,000	» 4,850	0,020	0,024	0,028
0,12	0,011	61,0	3.740	1,550	0.645	10,60	943,39	1.461,000	» 6,750	0,022	0,029	0,035
0,15	0,018	50,0	2.500	0,990	1,010	16,70	598,80	597,000	» 16,800	0,035	0,046	0,052
0,18	0,025	42,0	1.765	0,685	1,460	23,50	425,53	297,000	» 34,200	0,055	0,066	0,080
0,20	0,032	38,0	1.400	0,657	1,795	29,50	338,98	186,000	» 53,650	0,063	0,081	0,095
0,22	0,038	35,7	1.225	0,460	2,174	35,50	281,69	129,250	» 77,000	0,075	0,099	0,115
0,25	0,049	31,0	960	0,357	2,801	45,50	219,78	78,900	» 127,000	0,096	0,125	0,150
0,28	0,062	28,5	790	0,285	3,509	57,00	175,43	49,000	» 200,000	0,125	0,160	0,180
0,30	0,071	26,0	670	0,248	4,032	66,50	150,37	37,500	» 260,000	0,140	0,175	0,210
0,32	0,080	24,5	600	0,218	4,587	74,00	135,13	29,700	» 375,000	0,160	0,198	0,240
0,35	0,096	23,0	530	0,182	5,495	91,00	109,89	19,620	» 500,000	0,195	0,250	0,290
0,38	0,113	21,7	475	0,154	6,494	103,50	97,08	14,550	» 670,000	0,225	0,285	0,340
0,40	0,126	20,0	400	0,139	7,199	116,00	86,20	12,240	» 825,000	0,250	0,310	0,380
0,45	0,159	18,5	350	0,110	9,091	147,00	68,02	7,480	kg 1,325	0,320	0,400	0,480
0,50	0,196	16,7	275	0,089	11,173	178,00	56,17	4,940	» 1.970	0,390	0,500	0,590
0,55	0,238	15,4	240	0,074	13,550	217,00	46,08	3,350	» 2.940	0,475	0,600	0,720
0,60	0,283	14,3	205	0,062	16.181	262,00	38,16	2,310	» 3.939	0,566	0,700	0,850
0,65	0,332	13,3	160	0,053	18,904	300,00	33,33	1,710	» 5.670	0,660	0,830	1,000
0,70	0,385	12,3	155	0,046	21,978	360,00	27,77	1,260	» 7.884	0,775	1,000	1,150
0,75	0,442	11,6	135	0,040	25,189	403,00	24,81	1,000	» 10.040	0,885	1,110	1,330
0,80	0,503	10,9	118	0,035	28,736	460,00	21,73	0,710	» 13.202	1,000	1,250	1,500
0,85	0,567	10,3	105	0,031	32,363	515,00	19,41	0,580	» 16.634	1,130	1,410	1,700
0,90	0,636	9,7	96	0,028	36,364	580,00	17,24	0,460	» 21.054	1,270	1,600	1,920
0,95	0,709	9,3	86	0,025	40,323	650,00	15,38	0,360	» 26.195	1,420	1,750	2,130
1,00	0,785	8,5	72	0,022	44,843	715,00	13,98	0,310	» 31.808	1,570	1,960	2,360
1,20	1,131	7,5	56	0,016	64,516	1.040,00	9,61	0,140	» 67.080	2,250	2,850	3,400
1,40	1,539	6,5	43	0,011	87.719	1.410,00	7,09	0,080	» 123.657	3,080	3,850	4,620
1,50	1,767	6,0	36	0,010	100,806	1.615,00	6,21	0,060	» 161.000	3,530	4.400	5,280
1,80	2,545	5,4	29	0,007	144,928	2.320,00	4,31	0,030	» 334.080	5,000	6,350	7,650
2,00	3,142	4,9	23	0,006	178,571	2.850,00	3,50	0,020	» 507.300	6,280	7,860	9,400
2,50	4,909	3,9	15	0.004	277,778	4.450,00	2,24	0,008	» 1.113.976	9,850	10,300	14,700
3,00	7,069	3,3	10	0,003	400,000	6.580,00	1,51	0,003	» 2.632,000	14,400	17,700	21,200
4,00	12,566	2,6	6	0,001	714.422	9.650,00	1,03	0,001	» 6.893.960	25,400	31.500	37.700

conducteur. Cette épaisseur est d'autant plus forte que le conducteur est de plus grand diamètre.

Les autres colonnes du tableau donnent diverses indications permettant de calculer (avec une approximation suffisante): la longueur, en mètres, de fil nécessaire pour effectuer un enroulement déterminé, sa résistance ohmique, son poids (et donc le prix du fil), l'encombrement total, ainsi que l'intensité du courant admissible dans le conducteur. A ce propos, la table indique les intensités admissibles pour trois valeurs de densité de courant par mm², ce qui permet de choisir le diamètre du fil en fonction du service prévu pour le transformateur: 2 A/mm² (pour un fonctionnement de quelques heures consécutives) et 3 A/mm² (pour un transformateur fonctionnant par intermittence pour quelques heures, alternant avec des périodes de repos assez longues).

Le tableau 55 donne la liste des isolants les plus communément employés pour l'isolement entre couches des enroulements de transformateurs ou pour l'isolement des divers enroulements entre eux.

TABLEAU 55 - CARACTERISTIQUES MECANIQUES ET ELECTRIQUES DES PRINCIPAUX TYPES DE MATERIAUX ISOLANTS EMPLOYES POUR L'ISOLEMENT ENTRE LES COUCHES DE FILS

Diamètre fil d'enroulem. mm	Type de matériel	Epaisseur du matériel mm	Tension isolement volts couche
0,02 ÷ 0,10	papier parch.	0,02	25
0,10 ÷ 0,20	papier parch.	0,03	40
0,20 ÷ 0,50	papier parch.	0,05	75
0,50 ÷ 1,00	papier larix	0,10	150
1,00 ÷ outre	papier larix (couches superp.)	0,15	220

Isolement entre enroulements	Type de matériel	Epaisseur du matériel mm	Tension isolement volts couche
	Latéroïde	0,20	400
	Latéroïde	0,30	600
	Souplisso	0,15	400
	Souplisso	0,25	600

Les indications fournies par ce tableau permettent de calculer l'isolement effectif ainsi que l'épaisseur de l'enroulement. C'est ainsi que, connaissant le nombre de couches de fil d'un enroulement donné (facilement calculé à l'aide du tableau 54), et sachant que pour chaque couche de fil il faut enrouler une couche de papier (ou plusieurs, selon la tension), il sera facile de connaître l'épaisseur totale du papier nécessaire et de calculer, avec une bonne approximation, l'encombrement du bobinage.

Pour réaliser l'isolement entre les divers enroulements d'un même transformateur (par exemple, entre un secondaire, haute tension et un secondaire basse tension, ou entre un enroulement en fil fin et un autre en gros fil), on préfère employer du carton paraffiné ou du verni ou, encore, de la toile isolante.

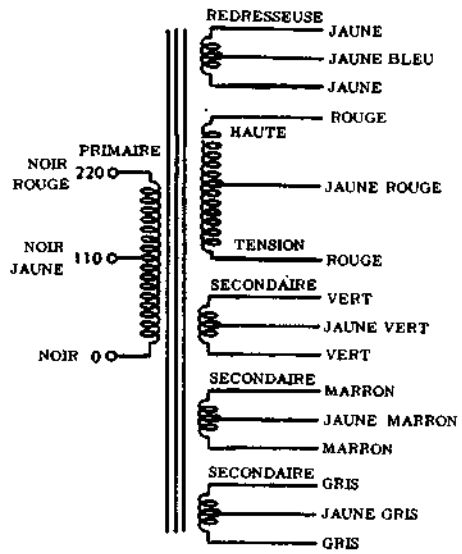
CODE DES COULEURS POUR FILS DE SORTIES DES TRANSFORMATEURS

Pour reconnaître rapidement les fils de sorties des divers enroulements d'un transformateur, des codes spéciaux on été créés, principalement aux USA.

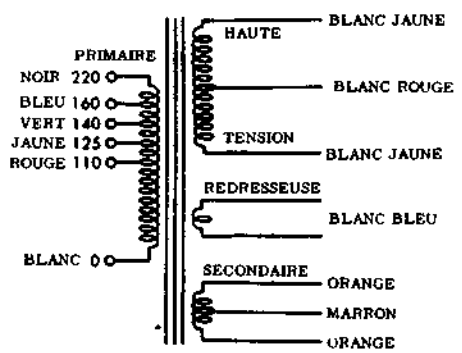
La **figure 1** illustre le schéma électrique d'un transformateur et donne la couleur des fils suivant un code adopté par la majorité des constructeurs américains.

On remarquera que le primaire comporte deux prises (110 et 220 volts) qui correspondent aux deux tensions normalisées des réseaux de distribution électrique aux USA. Nous avons représenté quatre secondaires, mais ceux-ci peuvent également être en nombre inférieur (rarement supérieur). Dans chaque cas, un des secondaires basse tension (5 volts, en général) sert au chauffage du filament de la valve redresseuse (nous verrons, sous peu, de quoi il s'agit), tandis que les autres enroulements secondaires peuvent être utilisés pour le chauffage des lampes amplificatrices, des lampes témoins, etc...

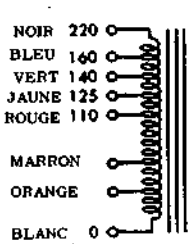
L'enroulement secondaire haute tension fournit la « tension anodique » nécessaire au fonctionnement des lampes (ce que nous étudierons très bientôt) et il est facilement reconnaissable.



Les couleurs mentionnées sont celles de l'isolant (coton ou plastique) recouvrant les fils sortant du transformateur.



La **figure 2** donne le schéma et les couleurs des fils d'un autre type de transformateur d'alimentation comportant un plus grand nombre de prises au primaire, permettant son adaptation aux diverses tensions des réseaux de distribution électrique. Il ne possède que trois secondaires: un pour la haute tension, un pour le chauffage du filament de la valve redresseuse et le troisième pour le chauffage des lampes.



La **figure 3** représente un auto - transformateur employé pour l'alimentation des récepteurs du type « économique ». Dans ce cas, toutes les tensions sont obtenues à partir d'un enroulement unique lequel comporte un enroulement constitué par des fils de sections différentes selon l'intensité du courant nécessaire (ce type de transformateur sera étudié plus tard).

M. ANGERVAL nous demande des renseignements pour le calcul de la résistance d'un conducteur.

La résistance d'un conducteur:

a) est proportionnelle à sa longueur l;
b) est inversement proportionnelle à sa section, s;
c) dépend de la nature chimique du matériau qui le constitue.

Ce qui se traduit par la formule:

$$R = \rho \frac{l}{s}$$

ρ, en m; s, en m^2; R, en Ω (dans le système MKSA)

ρ est un coefficient caractéristique de la nature chimique du matériau qui constitue le conducteur; on l'appelle: **résistivité du conducteur.**

Si, dans la formule, on fait: $\rho = 1$ m et $s = 1\ m^2$, on obtient:

$$R = \rho$$

La résistivité est donc la résistance d'un conducteur de 1 m de longueur et de $1 m^2$ de section.

On l'exprime en ohms/mètre/mètre carré (symbole: Ω (m/m^2), ou, en abrégé: ohms/mètre (Ω/m).

Calculons, par exemple, la résistance d'un conducteur en cuivre de 100 m de longueur et 1 mm de diamètre, la résistivité du cuivre étant de 1,6 $\mu\Omega$/cm.

$1\ \mu/cm = 1{,}6\ 10^{-6}\ \Omega/cm = (1{,}6 \times 10^{-6} \times 10^{-2})\ \Omega/m$

$= 1{,}6\ 10^{-8}\ \Omega/m$

$1\ mm = 10^{-1}\ cm = (10^{-1} \times 10^{-2})\ m$

$= 10^{-3}\ m$

$100\ m = 10^{2}\ m$

Le conducteur étant cylindrique, sa section vaut:

$$s = \frac{\pi \cdot d^2}{4}$$ (d étant le diamètre)

$$s = \frac{3{,}14}{4} (10^{-3})^2 = \frac{3{,}14}{4} - 10^{-6} =$$

$= 0{,}785\ 10^{-6}\ m^2$

Dans ces conditions:

$$R = \rho \frac{l}{s} = 1{,}6\ 10^{-6} \frac{10^2}{0{,}785\ 10^{-6}}$$

$$= \frac{1{,}6\ 10^{-6}}{0{,}785\ 10^{-6}} = \frac{1{,}6}{0{,}785}$$

$$R = 2{,}03\Omega$$

Résistivité des principaux métaux et alliages, à la température ambiante en $\mu\Omega$/cm.

Argent	1,46	
Cuivre	1,6	à 1,8
Or	2,3	
Aluminium	2,8	à 3,2
Platine pur	10,8	
Fer	11	
Nickel	8	à 11
Platine commercial	14	
Plomb	20	
Maillechort	25	à 45
Manganèse	46,7	
Constantan	50	
Ferro-Nickel	80	
Nickel — Chrome	100	à 110

Question

Monsieur Daniel R., Sedan, demande comment on calcule les éléments d'un électro-aimant.

Réponse

Calcul d'un électro-aimant

Le problème est le suivant :

Il s'agit de produire, dans un entrefer déterminé de section S, une inductance magnétique B, ou, ce qui revient au même, de faire passer dans cet entrefer, un flux :

$$\Phi = BS$$

Pour résoudre ce problème, on utilise l'équation d'Hopkinson :

$$nI = \frac{\Phi\, l_1}{\mu_1\, S_1} + \frac{\Phi\, l_2}{\mu_2\, S_2} + \frac{\Phi\, l_3}{\mu_3\, S_3}$$

$$= \frac{B_1\, l_1}{\mu_1} + \frac{B_2\, l_2}{\mu_2} + \frac{B_3\, l_3}{\mu_3}$$

avec : $n\,I$ = nombre d'ampère/tours ; B_1, B_2, B_3 = induction dans les diverses portions, en Wb/m² ou tesla, μ_1, μ_2, μ_3 = perméabilité absolue des diverses portions avec $\mu = \mu_o . \mu_r$; μ_o étant la perméabilité du vide et μ_r la perméabilité relative ;

l_1, l_2, l_3 = longueurs des diverses portions, en mètre.

Cette équation peut encore s'écrire, en posant :

$$H = \frac{B}{\mu}$$

$$n\,I = H_1\, l_1 + H_2\, l_2 + H_3\, l_3$$

avec H : excitation magnétique en At/m.

Dans l'entrefer, on a :

$$B = \mu_o\, H \text{ et } H = \frac{B}{\mu_o}$$

avec $\mu_o = 4\,\pi\,10^{-7}$

Le nombre d'ampère/tours par mètre vaut donc :

$$\frac{B}{4\,\pi\,10^{-7}} = 8.10^5\, B$$

ce qui signifie que, dans l'air, il faut : 8.10^5 At/m par Wb/m².

Enfin, dans le cas d'un électro-aimant porteur, l'industion B dans l'entrefer est déterminée en fonction de la force portante que l'on désire obtenir :

$$F = \frac{1}{2}\,\frac{B^2\, S}{\mu_o}$$

F en newton
B en Wb/m²
S en m²

$\mu_o = 4\,.10^{-7}$

*
* *

Courrier technique

Henri M., 85-Pouzanges nous demande des explications approfondies sur la théorie du transformateur.

Il faut, pour bien comprendre la théorie du transformateur, envisager :

1. — le fonctionnement à vide, c'est-à-dire le secondaire étant ouvert;

2. — le fonctionnement en charge, c'est-à-dire le secondaire étant fermé sur un circuit d'utilisation (et débitant dans ce circuit).

Il y a lieu, également, de distinguer entre :

a) le transformateur parfait;

b) le transformateur réel.

Un transformateur parfait (ou idéal) est un transformateur :

— dont les pertes par effet Joule (RI^2) dans les enroulements primaire et secondaire, sont **nulles;** et, par conséquent les résistances de ces enroulements;

— dont le circuit magnétique ne présente aucune fuite;

— dont les pertes par hystérésis et courants de Foucault sont nulles.

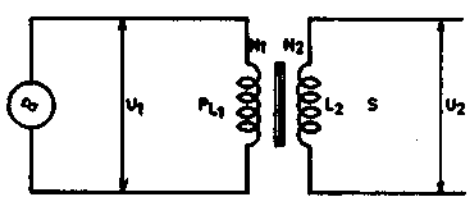
Un tel transformateur aurait un rendement de 100 %.

C'est donc un cas théorique. Cependant, les gros transformateurs industriels, dont le rendement dépasse souvent 98 %, se rapprochent du transformateur parfait.

Transformateur parfait

1°) Fonctionnement à vide (figure 1). On applique aux bornes du primaire une tension alternative sinusoïdale :

$$u_1 = U_1^m \sin \omega t.$$



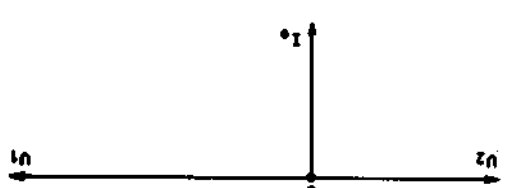
Puisque sa résistance est nulle, l'enroulement primaire est une inductance pure. L'intensité du courant qui la traverse a pour valeur instantanée :

$$i_0 = I_0^m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$= - I_0^m \cos \omega t$$

$$\left[\sin (\omega t - \frac{\pi}{2}) = - \cos \omega t\right].$$

Ce courant est donc en quadrature arrière sur la tension U_1 (figure 2).



Il crée une induction magnétique et, par suite, un flux d'induction qui lui est proportionnel :

$$\varphi = \Phi^m \cos \omega t.$$

Ce flux variable, traversant l'enroulement secondaire, y induit une f.e.m. :

$$e_2 = - \frac{d\Phi}{dt}$$

$$= - \omega \Phi^m \sin \omega t.$$

La f.e.m. secondaire, qui est égale à la tension aux bornes de cet enroulement puisque $R_2 = 0$, est en opposition de phase avec U_1.

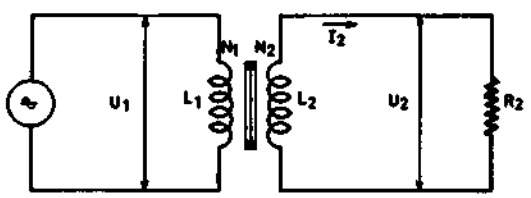
Le courant I_0, destiné à créer le flux φ, est le **courant magnétisant.**

Dans le numéro 13 de « Votre Carrière », page 292, diagramme vectoriel de la figure 5 B, on a envisagé le cas où le primaire est ouvert, cas peu intéressant en pratique, le primaire étant toujours branché aux bornes d'une source de tension alternative.

2°) Fonctionnement en charge (figure 3). On a :

$e_1 = - N_1 \omega \Phi^m \sin \omega t$ (le flux variable traversant aussi le primaire.)

$e_1 = E_1^m \sin \omega t.$



D'autre part :

$$U_1 = - E_1^m \text{ (loi de Lenz)}$$

$$\text{et } E_1^m = - N_1 \omega \Phi^m$$

d'où :

$$U_1^m = + N_1 \omega \Phi^m$$

et

$$\Phi^m = \frac{U_1^m}{N_1 \omega}$$

N_1 étant le nombre de spires du primaire.

Il en résulte que le **flux maximum est constant.**

Soit, maintenant, I_2 l'intensité du courant débité par le secondaire comportant N_2 spires.

Ce courant I_2 produit un flux magnétique Φ_2 qui s'oppose au flux Φ créé par le courant magnétisant I_0 (loi de Lenz). Le flux résultant étant plus faible, la f.e.m. E_1 diminue. Comme $E_1 = U_1 = C^{te}$, cette diminution est compensée par une augmentation de courant I_1 qui rétablit le flux Φ à sa valeur initiale, donc la f.e.m. E_1.

En conséquence, **toute augmentation de I_2 se traduit par une augmentation de I_1 et réciproquement.**

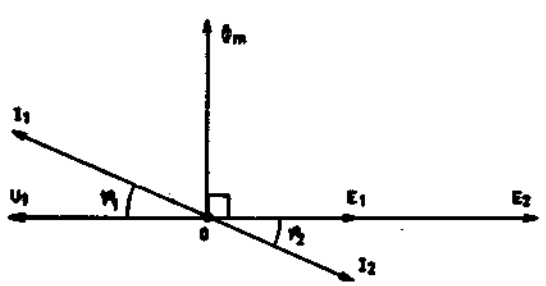
Il en résulte que :

$$\overline{N_1 I_0} = \overline{N_1 I_1} + \overline{N_2 I_2}.$$

En général I_0 est faible devant I_1 et I_2; on peut alors le négliger, et l'on a :

$$\overline{N_1 I_1} = - \overline{N_2 I_2}$$

Autrement dit, I_1 et I_2 sont **en opposition de phase** (figure 4).



Puisque les fuites magnétiques sont nulles, chacune des spires du primaire, et du secondaire est traversée par le même flux variable et, par conséquent, la f.é.m. induite dans une spire est la même.

D'où :

$$E_1 = N_1 e \text{ et } E_2 = N_2 e$$

D'autre part :

$$U_1 = -E_1 = -N_1 e$$
$$U_2 = E_2 = N_2 e$$

d'où :

$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{N_2 e}{N_1 e} = \frac{N_2}{N_1} = n$$

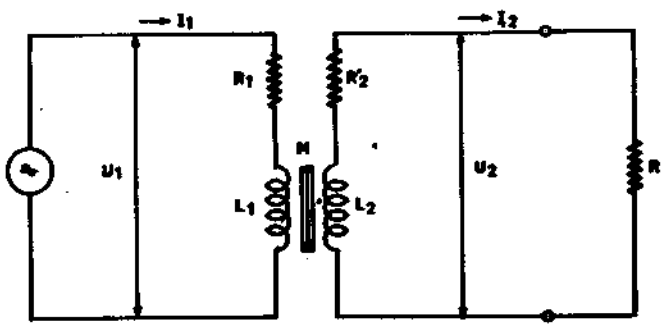
$$U_2 = -n U_1$$

n étant le **rapport de transformation.**

Il en résulte que les tensions P et S sont en **opposition de phase** (figure 4).

Le diagramme de la figure 6 c, page 292 du n° 13 de « Votre Carrière », est exact; seul le vecteur Φ^m n'a pas été représenté.

Transformateur réel (figure 5). Fonctionnement en charge. Diagramme de Kapp.



Dans le n° 13 de « Votre Carrière », on a volontairement passé sous silence ce cas, afin de rester dans le domaine de la théorie élémentaire.

Appliquons les lois de Kirchhoff, en **quantités complexes,** au circuit de la figure 5 :

(1) $(R_1 + j L_1 \omega) I_1 + j M \omega I_2 = U_1$

(2) $(R_2 + j L_2 \omega) I_2 + j M \omega I_1 = 0$

Ce sont les équations du transformateur.

L'équation (2), peut se mettre sous la forme :

(3) $R_2 I_2 + j L_2 \omega I_2 = -j M \omega I_1$.

Le 1er membre est de la forme $a + j b$.

Le 2e membre est de la forme $a - j b$, avec $a = 0$.

Ces quantités complexes (ou imaginaires) représentent un vecteur.

Il faut considérer j comme un opérateur algébrique faisant tourner un vecteur de $+\frac{\pi}{2}$ ou $-\frac{\pi}{2}$ selon son signe

$-j M \omega I_1$ représente un vecteur de longueur égale à $N \omega I_1$, décalé de $-\frac{\pi}{2}$ (vecteur ②).

$j L_2 \omega I_2$ représente un vecteur perpendiculaire au vecteur $R_2 I_2$. Donc, l'équation 3 traduit le théorème de Pythagore, le vecteur $-j M \omega I_1$ représentant l'hypothénuse du triangle rectangle AOB.

On opère alors de la manière suivante. Avec $M \omega I_1$ comme diamètre, on trace une demi-circonférence de cercle O; puis, le vecteur ③ de longueur $R_2 I_2$ et, enfin, décalé de $+\frac{\pi}{2}$, le vecteur n° ④ de longueur égale à $L_2 \omega I_2$.

En divisant le vecteur ③ par R_2, on obtient le courant I_2 (vecteur n° ⑤).

$L_2 \omega$ étant beaucoup plus grand que R_2 (noyau magnétique) :

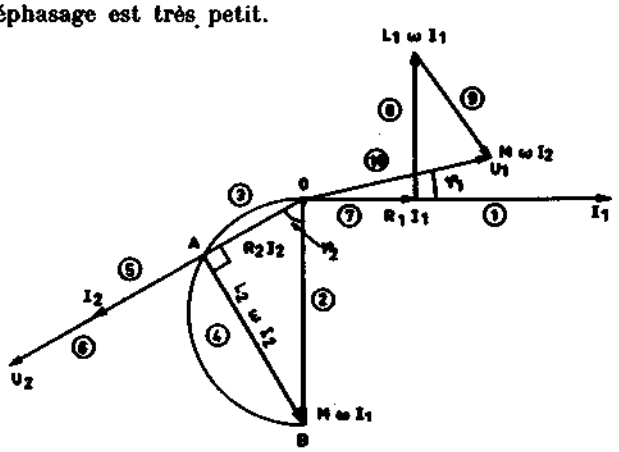
$tg \varphi_1$ est extrêmement grande et φ_2 est très voisin de 90° ($\varphi_2 = 89°$, et même plus).

Il en résulte une propriété extrêmement importante : **le courant secondaire I_2 est presque en opposition de phase avec le courant primaire I_1.**

Quant à la d.d.p. U_2 aux bornes du secondaire, égale à $R I_2$, elle est représentée par un vecteur ⑥, en phase avec I_2. Considérons maintenant l'équation 1 :

$$R_1 I_1 + j M \omega I_1 + j M \omega I_2 = U_1$$

La chute de tension $R_1 I_1$ est représenté par le vecteur ⑦, en phase avec le courant I_1; $j L_1 \omega I_1$, représentée par le vecteur ⑧, décalé de $+\frac{\pi}{2}$ par rapport à $R_1 I_1$. Le terme $j M \omega I_2$ représente un vecteur de longueur égale à $M \omega I_2$ ⑨, décalé de $+\frac{\pi}{2}$ par rapport au courant I_2 et, par conséquent, parallèle au vecteur ④ représentant $j L_2 \omega I_2$. La somme vectorielle ⑦ + ⑧ + ⑨, donne la tension primaire U_1 (vecteur ⑩). On en déduit le déphasage φ_1 de la tension U_1 sur le courant I_1. Ce déphasage est très petit.

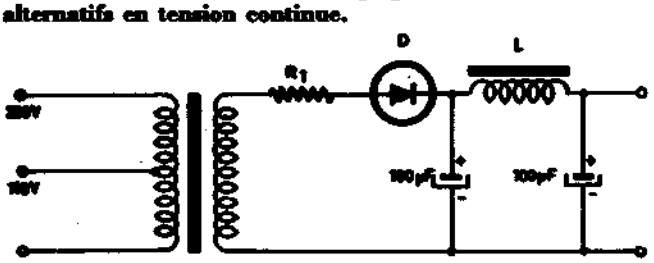


On remarque, enfin, que la tension secondaire U_2, représentée par le vecteur ⑥, est presque en opposition de phase avec la d.d.p. primaire U_1, que se présente le vecteur ⑩.

J. R.

M. François J., 92-Anthony.

possède un transformateur abaisseur : 110-220 V/12 V et désirerait connaître le montage pour convertir ces 12 V alternatifs en tension continue.



Vous trouverez, ci-dessus, le schéma demandé. Pour un débit de quelques dizaines de milliampères, vous n'obtiendrez 12 V en sortie que si l'inductance L de filtrage, de quelques henrys, a une résistance ohmique extrêmement faible.

Songez, en effet, qu'un courant de 10 mA (ce qui est peu) provoque, aux bornes d'une résistance de 100 ohms, une chute de tension de 1 V, ce qui est beaucoup dans le cas où l'on ne dispose, comme c'est votre cas, que d'une quinzaine de volts à l'entrée du filtre. Si le débit atteint 50 mA, la chute de tension atteint 5 V, ce qui devient alors prohibitif.

Par ailleurs : D = 11 J2 ou type équivalent; R_1 = 22 ohms.

Leçon n° 40

LE RECEPTEUR DE RADIO

Les etudes que nous venons de faire dans les leçons précedentes ont consisté en une revue — assez détaillée — des phénomènes se déroulant dans les circuits radio-électriques et dans les divers éléments de ces circuits. Nous avons également analysé ces composants et étudié leur comportement et leur fonction, tant séparement que par groupes. Nous pouvons donc affirmer que, des a présent, le récepteur de radio, tout au moins dans ses principes généraux de fonctionnement, nous est mieux connu. Le moment est donc venu de l'examiner de façon plus approfondie, bien que nous n'ayons pas encore commencé l'étude de l'amplification des signaux et des moyens propres à la réaliser, laquelle joue un rôle primordial dans tout récepteur de radio.

QUALITES GENERALES REQUISES D'UN RECEPTEUR

Le rôle du récepteur consiste à compléter la chaîne de communication à distance qui commence avec l'émetteur. Nous savons qu'il doit capter une partie de l'énergie rayonnée par l'émetteur, sous forme d'onde porteuse modulée, en extraire la modulation — c'est-à-dire l'ensemble des courants B.F. constituant la traduction électrique des sons perçus par le microphone — et en assurer la reproduction sous forme d'énergie perceptible à l'oreille, c'est-à-dire en sons.

Dans les pages suivantes, nous verrons comment le récepteur joue son rôle dans le domaine des radiocommunications. Pour commencer, résumons les principales caracteristiques que nous connaissons déjà dans leurs grandes lignes.

Gamme de fréquences

Une gamme de fréquences est délimitée par la fréquence minimum et la fréquence maximum — soit, respectivement, la plus grande et la plus petite longueur d'onde — que l'appareil peut recevoir. Si on considère l'ensemble des frequences employées dans les radiocommunications, on constate qu'elles s'étendent entre 10 kHZ et plus de 30 000 MHz; il est bien évident toutefois qu'aucun récepteur ne peut recevoir effectivement toutes ces fréquences qui couvrent un spectre extrêmement étendu, et c'est pourquoi, ainsi que nous l'avons vu dans notre première leçon, il a été nécessaire pour des raisons pratiques, de les diviser en un certain nombre de « gammes ».

On utilise également, un autre genre de subdivision, indiqué dans le tableau relatif aux longueurs d'ondes (publié dans notre première leçon), au cours de notre étude sur les oscillations électromagnétiques. Ce tableau est basé sur une subdivision tenant compte de l'utilisation prévue. Un récepteur peut couvrir une gamme entière, ou seulement une partie de celle-ci; dans la majorité des cas, il peut recevoir deux ou trois gammes. La gamme comprise entre 550 kHz et 1 300 kHz est dite « gamme des Ondes Moyennes », c'est la gamme principale utilisée pour la radiodiffusion.

Sensibilité

La sensibilité mesure la possibilité qu'a un récepteur de capter des signaux faibles et de les transformer en sons intelligibles. N'importe quel récepteur intercepte ou capte une quantité de rayonnements provenant de nombreux émetteurs répartis dans le monde et émettant sur des fréquences différentes avec des puissances variées, ce qui fait que les signaux reçus diffèrent énormément, non seulement par la fréquence, mais encore par l'intensité. Un récepteur est d'autant plus sensible qu'il permet la réception des signaux les plus faibles dans les meilleurs conditions possibles.

Sélectivité

La sélectivité est la qualité d'un récepteur qui permet de recevoir un signal déterminé et de le transformer en énergie perceptible à nos sens, en excluant tous les autres signaux voisins émis en même temps, qui ne nous intéressent pas. En effet, à chaque instant, le récepteur reçoit de son antenne, un ensemble de signaux de fréquences et d'intensités très différentes; un récepteur sélectif doit pouvoir choisir parmi eux un seul signal, c'est-à-dire une seule fréquence porteuse, et « éliminer » tous les autres, même ceux dont la fréquence est très proche de celle à recevoir.

Fidélité

Tandis que la sensibilité et la sélectivité sont — en premier lieu — les deux qualités permettant à un récepteur de capter un signal, même très faible, et d'en permettre une réception facile en éliminant tous les autres signaux très proches, la fidélité est la qualité que doit posséder un récepteur pour reproduire des signaux parfaitement identiques à ceux émis par l'émetteur. Un récepteur construit pour la réception des programmes de radiodiffusion (musique, théâtre, informations....) doit, naturellement, être d'une très grande fidélité. En d'autres termes, il doit reproduire fidèlement les sons et, d'une manière générale, tous

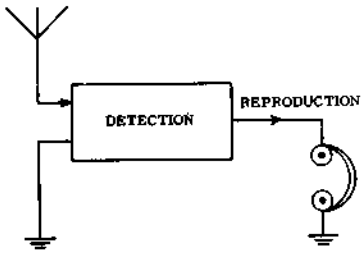


Fig. 1 - La figure schématise deux fonctions essentielles d'un récepteur très simple. Ce sont: la détection du signal et la reproduction sonore.

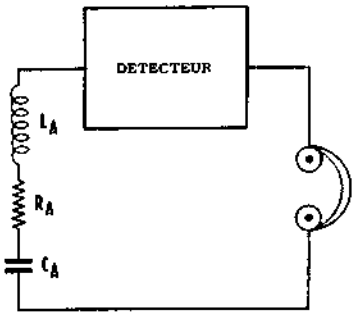


Fig. 2 - L'antenne est effectivement un circuit accordé ayant sa propre inductance L_A, sa propre capacité C_A et sa propre résistance R_A. En tant que circuit accordé, elle contribue à la sélection du signal.

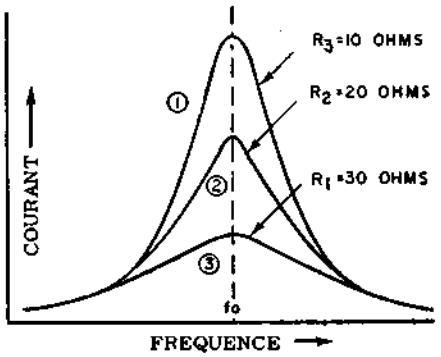


Fig. 3 - Ces courbes montrent l'effet de la résistance propre de l'antenne sur la sélectivité et le rendement.

les éléments de la transmission, c'est-à-dire aussi bien les notes musicales d'un orchestre, que la voix d'un acteur, d'un annonceur...

Pour les récepteurs spéciaux destinés à assurer un trafic commercial du type téléphonique, on exige une moins grande fidélité, mais il est nécessaire que la reproduction soit parfaitement claire et reste entièrement intelligible sans aucun effort de la part de l'usager.

En résumé, il suffit de dire que la reproduction doit être absolument dépourvue de distorsions indésirables: la voix doit être compréhensible, aussi naturelle que possible, sans aucune interférence ou bruits étrangers à la transmission elle-même.

Caractéristiques physiques

Les composants d'un récepteur sont presque tous petits et plus compacts que ceux d'un émetteur; cela est dû principalement au fait que les tensions d'alimentation sont plus faibles. Par conséquent, dans un récepteur, les éléments constituant la partie alimentation sont contenus dans l'appareil même. Les dimensions effectives, le poids et le prix varient considérablement selon la qualité et les performances exigées.

Les appareils destinés à la réception des programmes de radiodiffusion se distinguent de ceux dits « professionnels », conçus pour un trafic déterminé à des distances souvent très grandes. Les premiers, cependant, étudiés pour satisfaire à certaines exigences d'ordre commercial, permettent des réceptions d'excellente qualité, tout en évitant l'emploi des éléments coûteux nécessaires à la réalisation des récepteurs professionnels. Il existe également, des appareils adaptés à la réception sur engins mobiles, comme les automobiles par exemple, construits selon des normes que nous pouvons qualifier de semi-professionnelles, les rendant capables de supporter des vibrations et des chocs assez violents.

PRINCIPES DE BASE DE LA RECEPTION RADIO

Le plus simple récepteur de radio accomplit trois fonctions essentielles: la *sélection*, la *détection* et la *reproduction* des sons.

La *sélection* consiste à choisir, parmi les nombreux signaux captés par l'antenne, celui désiré et à l'introduire dans les circuits du récepteur. La *détection* a pour but de séparer la modulation de la porteuse, car celle-ci, comme nous le savons, constitue uniquement un « moyen de transport » pour les signaux à fréquence acoustique que nous désirons transmettre et recevoir. Enfin, par la *reproduction*, les sons, la voix et autres signaux intelligibles transmis par l'émetteur sous forme d'impulsions électriques, sont retransformés en oscillations mécaniques directement perceptibles par l'oreille.

Toutes ces opérations, à l'exception de la sélection, sont schématisées dans la **figure 1**.

L'antenne

L'antenne, elle-même, n'est autre chose qu'un circuit accordé qui, dans une certaine mesure, procède à une première sélection. La **figure 2**, reproduisant le circuit équivalent à une antenne, montre comment elle joue le rôle d'un circuit résonnant. L_A représente son inductance propre, C_A sa capacité et R_A sa résistance.

La fréquence de résonance d'une antenne peut être calculée au moyen de la formule:

$$F\ (\text{MHz}) = \frac{159}{\sqrt{LC}}$$

dans laquelle, L = inductance en microhenrys, C = capacité en micromicrofarads (pF).

En substituant, dans cette formule, les valeurs typiques (L_A = 50 µH et C_A = 200 pF) on a:

$$F\ (\text{MHz}) = \frac{159}{\sqrt{50 \times 200}} = 1.59\ \text{MHz}$$

Il convient de remarquer que cette fréquence de résonance peut être modifiée, en faisant varier L ou C ou les deux à la fois, et — si l'antenne est constituée par un fil ou un fouet — L et C varient proportionnellement avec la longueur de l'antenne elle-même. La fréquence de résonance est d'autant plus basse que l'antenne est plus longue.

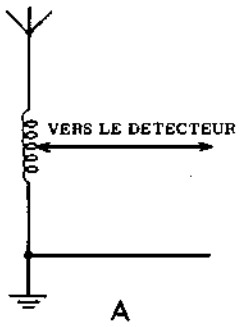


Fig. 4-A - En ajoutant une inductance dans le circuit d'antenne, on peut faire varier la « longueur électrique » de celle-ci.

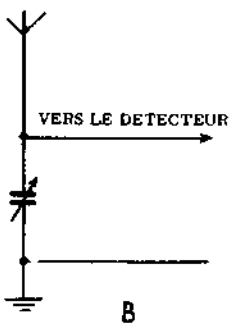


Fig. 4-B - On peut également changer la «longueur électrique» d'une antenne en ajoutant une capacité.

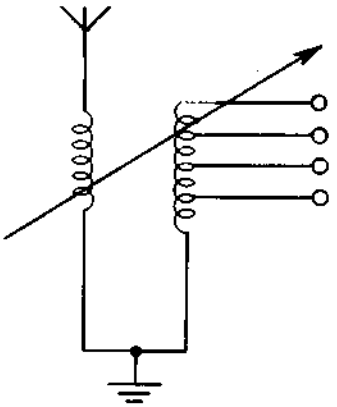


Fig. 5 - Si le transfert du signal de l'antenne au circuit accordé se fait inductivement on obtient une meilleure sélectivité, du fait de la séparation des fonctions.

La résistance de l'antenne a une certaine influence sur la stabilité du circuit accordé; cela est illustré par la **figure 3.** dans laquelle sont portées les diverses valeurs de courant d'antenne en fonction de la résistance, *L* et *C* restant constants. Il est important de remarquer que plus cette résistance est faible, plus fort est le courant et meilleure est la sélectivité. Le lecteur, qui se rappelle ce qui a été exposé dans la 35ème leçon, relative aux circuits résonnants, peut immédiatement constater l'identité de ce phénomène avec celui mentionné alors, à propos de la sélectivité (page 275).

Une antenne peut être accordée, au moment de sa construction, en faisant en sorte que sa longueur corresponde, par exemple, au quart de la longueur d'onde à recevoir, ou à un multiple de cette longueur; elle peut, également, être construite de telle sorte que l'on puisse faire varier sa longueur au moyen d'un système mécanique approprié.

Aux fréquences très élevées, la sélectivité produite par l'accord de l'antenne est assez critique et peut jouer un rôle très important; dans ces gammes, les antennes sont de longueur réduite et leur résistance est maintenue aussi faible que possible. Dans certains cas, un léger désaccord de l'antenne peut rendre toute réception impossible. Aux fréquences plus basses, par contre, les antennes doivent être très longues et il est très difficile de réduire leur résistance propre. Il s'ensuit, donc, que l'accord est moins critique.

Le gain obtenu dans un récepteur au moyen des étages amplificateurs, dépasse de beaucoup celui pouvant être obtenu par l'accord de l'antenne; c'est ainsi que la longueur de celle-ci n'a que peu d'importance dans le cas des récepteurs de radiodiffusion.

Toutefois, lorsqu'il s'agit de récepteurs très simples, comme ceux déjà décrits dans ce Cours, ne comportant pas d'étages amplificateurs, la longueur de l'antenne a une très grande importance tant au point de vue sensibilité que sélectivité.

L'antenne réceptrice capte le signal quand elle se trouve sur son parcours. On sait en effet que les lignes de force magnétiques coupant un conducteur (l'antenne), elles y induisent une f.e.m. Cette tension induite est maximum lorsque l'antenne est accordée sur la fréquence de cette tension, c'est-à-dire de la porteuse. La tension induite représente l'énergie nécessaire au premier stade du processus de la réception: captation du signal (énergie haute fréquence) et sa sélection.

Accord et sélectivité

Nous avons vu que l'on peut modifier la fréquence de résonance d'une antenne en faisant varier l'inductance, la capacité ou les deux à la fois. Ceci peut être réalisé en branchant une inductance ou un condensateur variable dans le circuit, comme indiqué sur la **figure 4.** Le fait d'ajouter une inductance ou une capacité n'a évidemment aucun effet sur la longueur physique d'une antenne, mais influe considérablement sur sa *longueur électrique*: or c'est cette dernière qui détermine la fréquence de résonance de l'antenne. Quand l'inductance ou la capacité sont variables, la longueur « électrique » de l'antenne peut être ajustée pour obtenir l'accord exact sur une fréquence déterminée.

Il est enfin possible d'avoir une meilleur sélectivité totale en couplant le circuit d'antenne à un circuit accordé séparé, comme sur le schéma de la **figure 5.** En ajoutant ce circuit supplémentaire, la sélection peut être considérée comme absolument indépendante de l'accord propre de l'antenne. Cette dernière est alors réduite principalement à son rôle le plus important, celui qui consiste à capter les signaux radio-électriques.

En employant un tel transformateur, constitué par les circuits de la figure 5, on améliore considérablement la sensibilité et la sélectivité; il soustrait le circuit accordé à l'influence néfaste de la résistance propre de l'antenne. L'accord de ce circuit supplémentaire peut être obtenu, de la manière habituelle, en faisant varier la valeur de l'inductance ou de la capacité, ou des deux à la fois.

La détection

La détection consiste, comme nous avons déjà eu l'occasion de le dire, à séparer les fréquences audibles du signal haute fréquence modulé. Dans le circuit du récepteur simple de la **figure 6,** cette fonction est dévolue

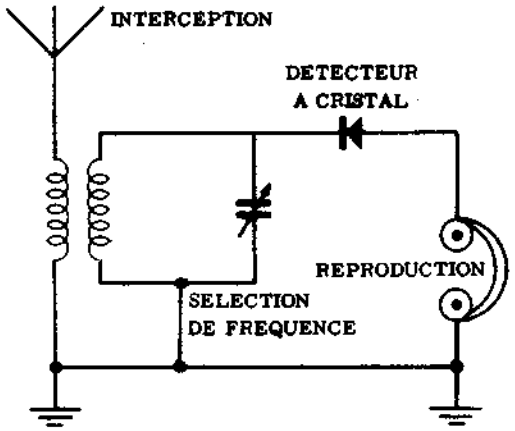


Fig. 6 - Ce circuit qui fait la fonction de détection, est déjà connu de nos lecteurs. Il représente le plus simple récepteur qui puisse être réalisé.

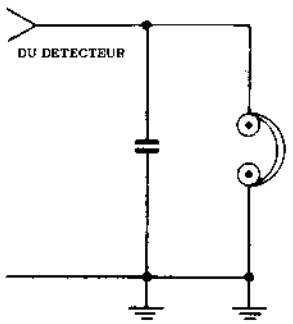


Fig. 7 - En parallèle sur le casque, on branche toujours un condensateur qui complète l'action de filtrage produit par la bobine de l'écouteur.

au détecteur à cristal. Le fonctionnement d'un détecteur de ce type a été étudié, dans ses grandes lignes, au cours de notre 8ème leçon.

La détection est l'inverse de la modulation; elle est d'ailleurs parfois, appelée « demodulation ». C'est ainsi que, dans le récepteur cité plus haut, elle a pour but de séparer la modulation d'amplitude du « moyen de transport », constitué par la Haute Fréquence; nous verrons, plus tard, que le procédé utilisé pour détecter une onde modulée en fréquence est très différent. Résumons, pour le moment, ce que nous avons exposé sur la détection d'une onde radio modulée en amplitude.

Tous les systèmes détecteurs sont essentiellement des « redresseurs ». Le détecteur à cristal, représenté sur la figure 6, a une conductibilité appréciable dans un seul sens; par conséquent le cristal se comporte comme un redresseur de courant lorsqu'il est relié à un circuit accordé. Il fournit donc un courant continu pulsé, les pulsations correspondant à celles de la Haute Fréquence (une seule alternance), mais avec une amplitude variable qui correspond à la modulation Basse Fréquence.

Ceci est la première étape de la détection. Le processus est complété par l'effet d'un système de filtrage du courant continu pulsé qui, dans le circuit étudié ici, est constitué en partie par la bobine de l'électro-aimant de l'écouteur téléphonique. Celle-ci oppose une impédance minimum aux Basses Fréquences, tandis qu'elle présente une impédance très élevée à la Haute Fréquence.

Un condensateur branché en parallèle sur le casque (**figure 7**) complète le filtre; il présente une impédance très faible en Haute Fréquence, mais une impédance très grande (en raison de sa faible capacité) à la Basse Fréquence. Le condensateur dévie donc les pulsations H.F., tandis que les courants à fréquences audibles passent dans les bobines du casque.

La reproduction des sons

Le courant qui passe dans les bobines du casque a une amplitude qui varie au rythme des fréquences audibles. Si l'on fait en sorte qu'il puisse imprimer les mêmes oscillations à l'air ambiant, on obtiendra des sons audibles. Pour reproduire ces sons, on utilise l'énergie du champ magnétique produit autour des bobines des écouteurs. L'intensité du champ magnétique suit les variations du courant et contraint une membrane métallique à vibrer à la même fréquence. Celle-ci provoque les vibrations de l'air ambiant et produit une onde sonore.

ANALYSE DU FONCTIONNEMENT D'UN RECEPTEUR RADIO SIMPLE

Le schéma de principe de la **figure 8** nous aide à analyser le fonctionnement d'un récepteur de radio très simple. Dans ce circuit sont groupés tous les éléments dont nous avons parlé plus haut et les diverses fonctions sont indiquées clairement. Notre analyse portera sur les points principaux ci-après: quels sont les composants essentiels? — Quel est le rôle joué par chacun d'eux? — Quelles transformations subissent les ondes radio en passant à travers les divers éléments du récepteur ?.

La figure donne le schéma de montage des divers composants, des lignes en traits discontinus séparent les différentes fonctions et, dans le bas, sont représentées les transformations subies par les ondes au fur et à mesure qu'elles passent dans le récepteur.

Quand une onde radio-électrique est captée par l'antenne, elle y induit une tension Haute Fréquence qui, naturellement, apparaît au primaire $L1$ du transformateur H.F. ($T1$). Le courant H.F. circulant dans le primaire ($L1$) induit un courant de même fréquence dans le secondaire ($L2$). Le transformateur d'antenne ($T1$) est bobiné sur un mandrin pouvant être pourvu, dans certains cas, d'un noyau magnétique en poudre de fer. Le transformateur est « élévateur » de tension (secondaire comportant plus de tours que le primaire) ce qui procure une augmentation de l'amplitude de la tension du signal reçu.

Le secondaire ($L2$) de $T1$ fait partie d'un circuit accordé série formé par $L2$ et $C1$. Le courant circulant dans un circuit accordé série — nous l'avons vu dans notre 34ème leçon — atteint son intensité maximum lorsque la fréquence du signal est égale à celle du circuit résonnant. En outre, puisqu'à cette fréquence

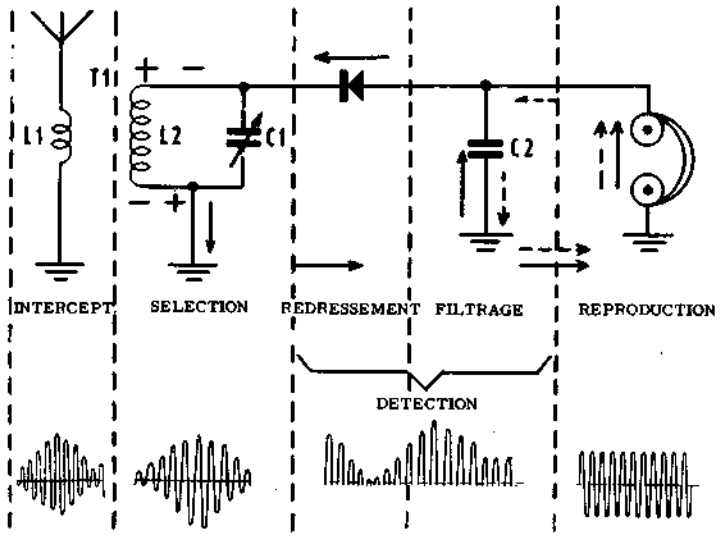


Fig. 8 - Analyse d'un récepteur de Radio très simple et représentation des transformations subies par les ondes lors de leur passage à travers les circuits. Les flèches en traits discontinus indiquent le parcours du courant lorsque le cristal n'est pas conducteur.

correspond au maximum de courant, une tension maximum apparaît également aux bornes de chaque composant. Pour obtenir la puissance sonore maximum au casque, il faut appliquer la plus forte tension possible au circuit de C2 et du casque. Ceci se traduira par un courant d'intensité maximum dans le casque et, comme celui-ci est un dispositif « traducteur » de courant, il en résultera une puissance sonore maximum.

Le circuit accordé (*L2* - *C1*) se présente, dans son ensemble, comme un circuit-parallèle vis-à-vis du redresseur et du casque, et une des caractéristiques d'un circuit-parallèle, à la fréquence de résonance, est justement de fournir une tension maximum à ses bornes.

La polarité de la tension présente aux bornes de *L2* suit les variations de la tension du signal arrivant à l'antenne. Quand le courant atteint sa plus grande valeur positive, il circule dans le circuit dans le sens indiqué par les flèches en traits pleins (figure 8). Lors des alternances négatives, le cristal s'oppose au passage du courant et le condensateur se charge dans le sens indiqué par les flèches en traits discontinus. De cette façon, l'onde est redressée et le signal est transformé en un courant continu pulsé. Il convient de noter que les pulsations ainsi obtenues portent encore l'empreinte de la modulation, après le filtrage, mais cela n'a aucune influence sur leur intelligibilité.

Le condensateur C2 fait partie du filtre, il est de faible capacité : généralement de l'ordre de 250 pF. Il filtre la composante Haute Fréquence du courant continu pulsé; tandis qu'il se charge pendant l'alternance où le cristal n'est pas conducteur.

Par ses charges et ses décharges successives, ce condensateur absorbe toutes les fluctuations à H.F. et le courant suit les variations d'amplitude de la modulation, comme on peut le voir sur le graphique de la figure 8.

Les écouteurs — ainsi qu'il est dit plus haut — transforment cette modulation en ondes sonores, grâce à l'application des principes de l'électro - magnétisme. Chaque écouteur est composé de deux bobines, d'un aimant permanent en forme de « U », constituant les noyaux de ces bobines, et d'une membrane métallique flexible placée tout près des pôles des bobines.

Quand le courant passe dans les bobines, il produit un champ magnétique variable dont l'intensité provoque l'attraction plus ou moins forte de la membrane. Quand l'intensité du champ magnétique décroît, la membrane (en raison de son élasticité) s'éloigne, tandis qu'elle se rapproche lorsque le champ augmente; les vibrations mécaniques ainsi produites donnent naissance à des ondes sonores qui produisent les sons émis devant le microphone du poste émetteur.

LIMITES D'UTILISATION D'UN RECEPTEUR DE RADIO A CRISTAL

Les récepteurs décrits jusqu'à présent ont une utilisation très limitée. En effet, ils ne comportent qu'un seul circuit accordé, ce qui donne une bien médiocre sélectivité du signal, bien que ce dernier soit légèrement amplifié du fait du rapport de transformation du transformateur d'entrée, sa sensibilité reste très faible. Ceci limite les possibilités d'utilisation d'un tel récepteur qui ne peut recevoir que des signaux puissants provenant de stations locales, ou tout au moins très rapprochées. Pour tous les autres signaux de plus faible intensité, le courant issu du détecteur n'a pas une valeur suffisante pour créer un champ magnétique dans les bobines des écouteurs, capable de faire vibrer la membrane.

Un récepteur susceptible d'une large utilisation devra donc comporter un certain nombre d'éléments supplémentaires. Il devra posséder des circuits et des étages amplificateurs capables d'améliorer son fonctionnement tant au point de vue sélectivité que sensibilité. Pour le rendre plus sélectif, il faut un plus grand nombre de circuits accordés; pour le rendre plus sensible, il faut lui adjoindre des étages amplificateurs Haute Fréquence. De plus (ainsi que nous l'avons expliqué dans la 8ème leçon), il est nécessaire d'y inclure des étages amplificateurs Basse Fréquence pour augmenter la puissance de sortie et permettre l'emploi d'un haut-parleur pour reproduire les sons, au lieu du casque. Un exemple d'un récepteur de ce type est illustré par le diagramme fonctionnel de la figure 9; il

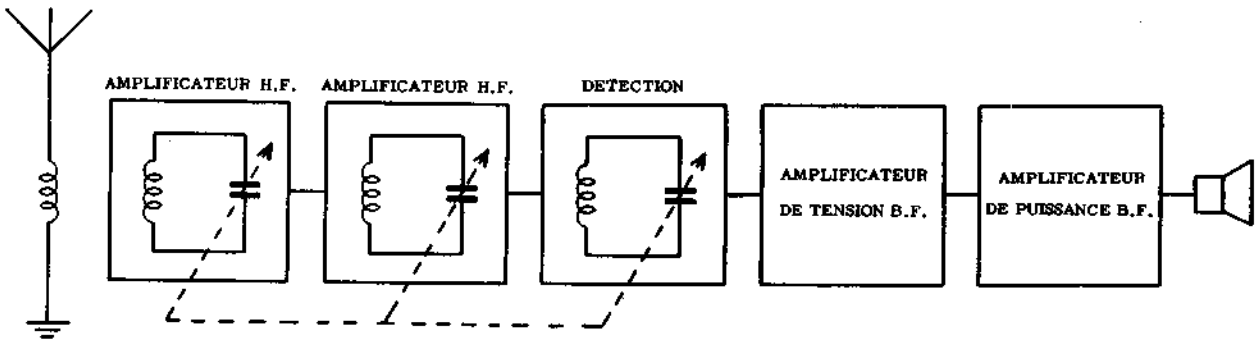


Fig. 9 - Outre les éléments indispensables, un récepteur destiné à la réception confortable de nombreuses stations, à haut-parleur, doit avoir des circuits et des étages amplificateurs supplémentaires. C'est ainsi qu'avec les circuits accordés on peut améliorer la sélectivité avec des étages amplificateurs H.F., la sensibilité et avec des amplificateurs B.F., la puissance de reproduction sonore. Par commodité d'emploi, les divers condensateurs variables sont à commande unique (ligne pointillée).

s'agit là de la schématisation très sommaire d'un récepteur à « étages amplificateurs accordés » dont nous allons faire une première analyse.

RECEPTEURS A ETAGES AMPLIFICATEURS ACCORDES

Le récepteur élémentaire décrit dans les pages précédentes peut être défini comme un récepteur à un seul étage, étant donné que ni le bloc d'accord antenne ni le casque (qui précède et suit, respectivement, le détecteur) ne forment un étage, proprement dit. Le récepteur à « étages amplificateurs accordés » est, au contraire un récepteur à plusieurs étages. Comme on peut le voir sur le diagramme fonctionnel de la figure 9, l'étage détecteur de l'appareil est l'équivalent de l'étage unique du récepteur simple à cristal.

Le récepteur de la figure 9, enfin, peut être qualifié de complet car il comporte deux étages amplificateurs Haute Fréquence, un étage amplificateur de tension Basse Fréquence et un étage amplificateur de puissance. Ses performances sont infiniment supérieures à celles du récepteur à un seul étage; la différence essentielle réside dans l'emploi des « lampes » amplificatrices ou dans d'autres systèmes d'amplification, comme les « transistors », par exemple. Avec leur aide, le nombre des fonctions du récepteur se trouve largement accru.

Si nous suivons le signal, au cours de son passage dans le récepteur, nous trouvons successivement les fonctions suivantes: captation du signal, sélection, amplification H.F., détection, amplification B.F. et, enfin, reproduction par le haut-parleur. L'amplification, quelle soit en Haute ou en Basse Fréquence, est un énorme avantage rendu possible par l'emploi des « lampes ». Nous verrons dans quelques leçons, les principes de fonctionnement des lampes et, naturellement, les applications les plus variées qui en ont été faites; nous en ferons de même, par la suite, pour les «transistors».

LES CIRCUITS D'ANTENNE

Les circuits de couplage d'antenne employés dans les récepteurs à « amplificateurs accordés » sont analogues à ceux décrits lors de notre étude sur les récepteurs à cristal, bien qu'étant plus perfectionnés. L'énergie Haute Fréquence captée par l'antenne est appliquée au premier étage d'amplification et, pour être plus exact, à sa lampe. Pour cela, dans la plupart des cas, on utilise un transformateur de couplage qui a l'avantage de fournir déjà un certain gain, par rapport au signal reçu, étant donné qu'il s'agit là d'un transformateur élévateur de tension.

Parfois, l'antenne est reliée au primaire du transformateur par l'intermédiaire d'un « circuit éliminateur » ou « réjecteur ». Celui-ci est un filtre destiné à éliminer un signal indésirable (provenant, par exemple, d'un émetteur puissant et rapproché) susceptible de perturber la réception des signaux provenant d'émetteurs lontains, ou de faible puissance Ces circuits « pièges », comme le montre la **figure 10**, peuvent être soit du type parallèle, soit du type série; leur emploi permet d'augmenter notablement la sélectivité.

Sur le schéma de la figure 10-**A**, on peut voir que *L*1 et *C*1 forment un circuit résonnant parallèle qui présente une impédance maximum à la fréquence sur laquelle il est accordé, c'est-à-dire sur celle du signal à éliminer. Le signal arrivant sur *L*2 — et en conséquence la tension qui se développe aux bornes du circuit accordé (*L*3 - *C*2) — peut être de n'importe quelle fréquence, à l'exception de celle éliminée par le circuit réjecteur; c'est ainsi que le circuit accordé *L*3 - *C*2 peut permettre l'accord sur la fréquence désirée.

Sur le schéma de la figure 10-**B**, par contre, *L*1 et *C*1 forment un circuit résonnant série qui présente une impédance minimum à la fréquence sur laquelle il est accordé, c'est-à-dire sur celle du signal à éliminer. Ce circuit-série dérive vers la masse le signal indésirable tandis qu'il présente une forte impédance pour tous les autres; ceux-ci peuvent donc passer dans *L*2 et le circuit accordé *L*3-*C*2 permet de s'accorder sur la station désirée.

Le couplage de l'antenne se fait aussi parfois au moyen d'une capacité (couplage capacitif) — généralement au moyen d'un condensateur variable — suivant le schéma de la **figure 11**. Dans ce cas, le signal capté par l'antenne est appliqué au circuit d'accord à travers le condensateur variable qui permet d'adapter

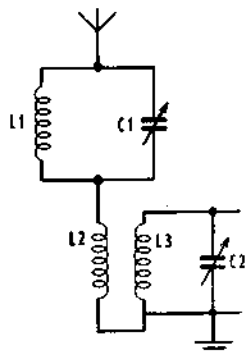


Fig. 10-A - Circuit piège, ou réjecteur, parallèle, placé en série dans le primaire du transformateur d'antenne: il améliore la sélectivité.

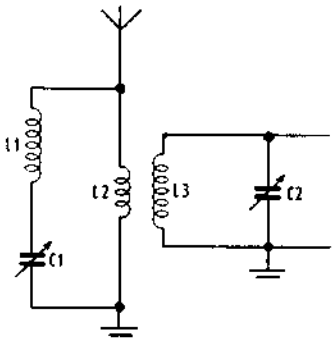


Fig. 10-B - Circuit piège, ou réjecteur série placé en parallèle sur le primaire du transformateur d'antenne: son rôle est le même que celui du précédent.

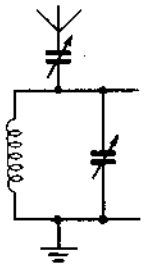


Fig. 11 - L'antenne est parfois couplée au circuit accordé au moyen d'un condensateur variable qui adapte l'impédance propre de l'antenne à celle de l'étage amplificateur.

l'impédance de l'antenne à l'impédance d'entrée de la lampe, pour obtenir un signal maximum.

La majorité des récepteurs de radiodiffusion récents fonctionnent sur une antenne incorporée ou « cadre », dont la **figure 12** donne la représentation schématique. Ce « cadre » forme par lui-même un circuit accordé du fait que son inductance, combinée avec la capacité du condensateur variable, permet l'accord dans une gamme déterminée. Ce « cadre » est presque toujours constitué par une bobine du type illustré dans les figures 14 et 15 de la page 229, laquelle est bobinée sur un long noyau magnétique spécial pour H.F. Rappelons que ce type d'aérien possède un effet directif marqué qui contribue, dans une certaine mesure à la sélectivité effective du récepteur.

CONSIDERATIONS SUR LES CIRCUITS ACCORDES

Avant de commencer l'étude détaillée des divers montages d'étages amplificateurs à circuits accordés, il est bon d'analyser le comportement des circuits accordés eux-mêmes. Nous avons d'ailleurs déjà examiné les principes généraux lors de notre étude sur les circuits oscillants parallèle ou série.

Si nous reprenons la formule donnant la fréquence de résonance:

$$F\ (\text{MHz}) = \frac{159}{\sqrt{LC}}$$

nous constatons que la fréquence dépend des valeurs de L et de C. L'augmentation d'une de ces deux quantités détermine une diminution de la fréquence de résonance. La diminution de la valeur de L ou de C, par contre, provoque une augmentation de la fréquence de résonance. Enfin, comme nous l'avons souligné lors de notre étude sur les circuits oscillants, si l'on fait varier les valeurs propres des deux composants (L et C) d'une façon telle que leur produit ($L \cdot C$) reste constant, la fréquence de résonance du circuit demeure inchangée.

On en conclut que, pour une fréquence donnée, on peut avoir une forte self L et une faible capacité C ou inversement, une faible self L et une forte capacité C.

Il faut alors se rappeler que le rapport L/C joue un rôle important, car il conditionne le facteur de qualité Q du circuit accordé. Etant donné que $Q = Z : R$, le rapport entre l'impédance Z et la résistance ohmique du circuit R, influe sur le facteur de qualité Q. Si la résistance R reste constante, une augmentation de L et une diminution de C donne une valeur plus élevée au rapport Z/R et, par conséquent un Q plus faible.

Comme nous le savons, une valeur élevée de Q donne une courbe de résonance plus pointue et un meilleur rendement, ce qui entraîne une meilleure sensibilité et une plus grande sélectivité. Dans un cas extrême, si le facteur Q est trop grand, l'accord peut devenir tellement critique et la sélectivité si grande qu'il peut en résulter la coupure d'une partie des bandes latérales nécessaires à une bonne réception (bandes latérales produites par la modulation) et entraîner une déformation du signal original.

De tout ce qui précède, il est facile de conclure que le calcul d'un circuit accordé, en fonction des facteurs L, C et R est extrêmement important et doit être fait en tenant compte des résultats recherchés.

Normalement, les circuits d'accord des récepteurs sont tous réglables au moyen de condensateurs variables. Ceux-ci sont accouplés mécaniquement par un axe unique, ce qui permet de faire varier toutes les capacités en même temps, au moyen d'une seule commande. Le fait que les condensateurs aient une capacité variable facilite, évidemment, l'accord sur n'importe quelle fréquence comprise dans une gamme déterminée, limitée par la capacité minimum et la capacité maximum des condensateurs.

On peut également employer des inductances variables, lesquelles peuvent être accouplées mécaniquement, tout comme les condensateurs, mais nous avons dit, au cours de la leçon consacrée aux bobinages, que ce mode d'accord n'était utilisé que très rarement. Nous pouvons donc conclure en disant que les circuits employés dans les récepteurs à étages amplificateurs H.F., sont identiques à ceux étudiés précédemment, mais en remarquant, toutefois, que leurs éléments doivent être calculés et réalisés pour remplir les conditions exigées de ce type de récepteur.

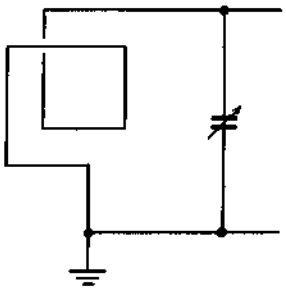


Fig. 12 - Schéma de principe d'une antenne incorporée, appelée « cadre». Elle est formée par une bobine d'accord construite spécialement pour servir d'organe capteur du signal.

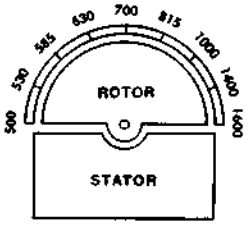


Fig. 13-A - Condensateur à variation linéaire de capacité. Sur la courbe extérieure est indiquée la variation de fréquence en fonction de l'angle de rotation, pour la gamme des Ondes Moyennes.

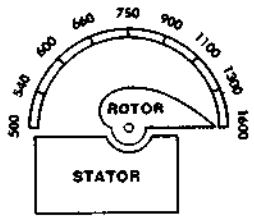


Fig. 13-B - Condensateur à variation linéaire de longueur d'onde. On constatera que la distribution des fréquences se fait différemment de celle de la figure précédente.

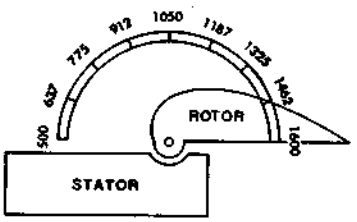


Fig. 13-C - Condensateur à variation linéaire de fréquence. Les fréquences sont régulièrement réparties sur tout le cadran.

Tout ce que nous avons abondamment expliqué lors de nos leçons consacrées aux bobinages et aux condensateurs ont permis à nos lecteurs de comprendre les fonctions et de connaître les principales caractéristiques de ces éléments dont le rôle est particulièrement important dans le domaine de la réception radio. Nous ajouterons quelques précisions, spécialement en ce qui concerne les condensateurs variables, afin que soit mieux comprise la technique de l'alignement qui est l'opération devant être effectuée, lors de la mise au point des récepteurs à plusieurs étages amplificateurs H.F. pour permettre l'accord unique des divers circuits.

Les condensateurs variables

Les condensateurs variables nécessaires aux circuits d'accord H.F., sont en principe des organes relativement volumineux. Leurs lames, aussi bien celles du rotor que celles du stator, sont généralement en aluminium mais, dans les récepteurs professionnels, on utilise parfois des condensateurs variables à lames en laiton argenté, afin d'obtenir une meilleure conductivité en Haute Fréquence. L'allure de la courbe de variation de capacité d'un condensateur variable dépend de la position de l'axe du rotor par rapport aux lames, ou, pour être plus exact, de la forme des lames constituant le rotor (**figure 13-A, B et C**). C'est ainsi que les condensateurs variables peuvent se diviser en trois catégories: à variation linéaire de capacité, à variation linéaire de longueur d'onde et à variation linéaire de fréquence.

Dans le premier cas, la capacité varie d'une manière directement proportionnelle à l'angle de rotation. Etant donné que la fréquence n'augmente pas en proportion directe de la diminution de la capacité, il en résulte que près de la moitié de la gamme de fréquence couverte normalement par le condensateur est contenue dans un secteur égal au huitième seulement de la rotation totale. Il en résulte un tassement exagéré des fréquences élevées (figure 13-A). Dans le second type, la longueur d'onde varie d'une manière directement proportionnelle à l'angle de rotation. La moitié la plus haute de la gamme de fréquence est alors contenue dans le tiers de la rotation totale (figure 13-B)

Dans le dernier cas, étant donné que la fréquence est directement proportionnelle à l'angle de rotation du condensateur, on obtient une distribution régulière des fréquences sur tout le cadran. Avec ce type de condensateur la courbe d'accord est linéaire sur la gamme entière.

En principe, un récepteur à étages amplificateurs accordés pourrait comporter un nombre quelconque d'étages amplificateurs H.F., mais en pratique, ce nombre n'est jamais supérieur à trois. Le nombre des circuits accordés est toujours supérieur d'une unité à celui des étages amplificateurs. Naturellement, ce circuit supplémentaire est celui placé à l'entrée de l'étage détecteur. Quand l'accord des circuits se fait au moyen de condensateurs variables, il est pratique de réaliser une commande unique qui peut être obtenue au moyen d'un condensateur à plusieurs sections, ou plusieurs « cages ». Dans ce cas, les condensateurs sont montés sur un berceau unique et tous les rotors sont solidaires d'un même axe. Les stators sont séparés les uns des autres par des cloisons métalliques, reliées à la masse, faisant office de blindage contre les champs électrostatiques produits par les divers stators, qui ne doivent pas s'influencer réciproquement.

Il est pratiquement impossible de construire des condensateurs variables multiples ayant des sections dont les capacités sont rigoureusement égales. De même, il est difficile de faire en sorte que la variation de la capacité de chaque section, en fonction de l'angle de rotation, soit identique: la moindre torsion d'une lame provoque, c'est évident, une variation de la capacité dans la section où elle se produit, et seulement dans celle-là.

Toutefois, il est absolument nécessaire, pour obtenir le meilleur rendement du récepteur, que les diverses sections soient parfaitement «alignées », c'est-à-dire que leurs capacités soient identiques pour tous les angles de rotation.

Pour compenser les différences initiales, chaque section est (directement ou indirectement) pourvue d'un



Fig. 14 - Les lames externes des condensateurs variables à plusieurs sections sont fendues, ce qui permet d'ajouter la capacité sur toute la course, en inclinant plus ou moins ces petits secteurs.

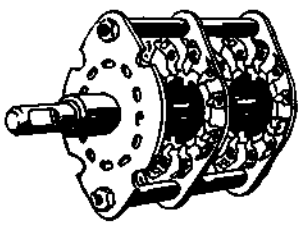


Fig. 15 - Contacteur multiple du type employé pour la commutation des gammes d'ondes.

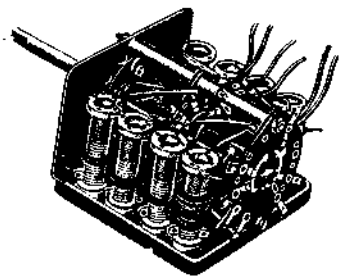
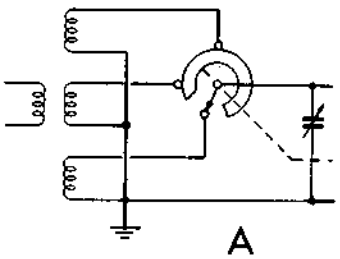


Fig. 16 - Bloc d'accord H.F. Il comporte les divers bobinages et le contacteur.



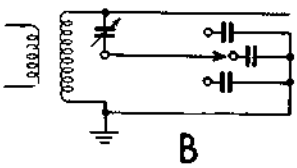


Fig. 17 - En A, commutation de diverses bobines aux bornes d'un condensateur variable. En B, commutation de diverses capacités aux bornes d'une inductance unique.

petit condensateur supplémentaire réglable au moyen d'un tournevis c'est-à-dire d'un de ces « ajustables » dont nous avons parlé à la page 258 (leçon 32), branché en parallèle sur chacune d'elles.

Pour permettre de compenser les éventuelles différences en cours de rotation, les lames extérieures du rotor de chaque section sont pourvues de fentes spéciales (figure 14), ce qui permet de rapprocher, ou d'éloigner, plus ou moins une partie de la lame du rotor, vers celle du stator la plus proche, selon qu'en ce point déterminé de la rotation, il est nécessaire d'augmenter ou de diminuer la capacité de la section, pour obtenir la même capacité dans l'ensemble des sections du condensateur.

Commutation de gamme

Lorsque les récepteurs à étages amplificateurs accordés doivent fonctionner sur plusieurs gammes de fréquence, le passage d'une gamme à une autre nécessite la commutation d'une série de circuits accordés.

En général, on se borne à commuter un seul élément du circuit, soit le bobinage *L*, soit le condensateur *C*. Etant donné que les condensateurs variables sont des composants encombrants et coûteux, on préfère, en pratique, commuter les bobinages, ce qui est beaucoup plus facile. Pour passer d'une gamme à une autre, on peut soit utiliser des bobinages interchangeables (montés sur broches), soit employer une série de bobinages fixes commutés au moyen d'un contacteur multiple. Dans ce second cas, on pourra bobiner, sur un support unique, les divers enroulements nécessaires pour recevoir plusieurs gammes d'onde. Le contacteur à employer pour la commutation des gammes peut être du type illustré par la **figure 15**. Il a pour fonction de brancher aux bornes du condensateur les extrémités de la bobine adaptée à la gamme à recevoir et, dans le même temps, de mettre à la masse tous les autres enroulements inutilisés, afin qu'ils ne perturbent pas le fonctionnement. Le contacteur comporte souvent plusieurs galettes, chacune d'entre elles pouvant commuter plusieurs circuits; lorsqu'on tourne l'axe du contacteur, les contacts de chaque section mettent en circuit les enroulements correspondants: à toutes les positions angulaires correspond ainsi une gamme différente de réception. Lorsque les bobines, le contacteur et, très souvent, les condensateurs ajustables, sont groupés tous ensemble, en une unité compacte, on a un *Bloc d'accord H.F.* (figure 16). Nous verrons, plus loin, les avantages que procure cette solution.

La **figure 17** donne les schémas de deux systèmes de commutation: en **A** on voit comment il est possible de commuter diverses bobines dans un circuit comportant un unique condensateur variable; en **B**, on notera comment on peut commuter divers condensateurs fixes en série avec un condensateur variable.

CIRCUITS POUR ONDES TRES COURTES ET ULTRA COURTES

L'emploi d'un circuit accordé normal composé d'une inductance et d'une capacité, s'est révélé pratiquement impossible aux fréquences très élevées. A de telles fréquences, comprises respectivement dans les gammes VHF et UHF (voir page 19), l'inductance *L* et la capacité *C* ont des valeurs tellement faibles que les connexions peuvent déjà avoir, à elles seules, une inductance supérieure à la valeur requise et que la capacité répartie, ou capacité propre, du bobinage peut être plus grande que celle qu'il serait nécessaire à l'accord du circuit. Il s'ensuit que, dans de telles conditions, l'accord du circuit est impossible. Pour s'accorder sur des fréquences supérieures à 100 MHz on utilise, alors, des «lignes accordées», constituées par deux conducteurs (fils ou tubes) d'une certaine longueur (généralement 1/4 de longueur d'onde) placés parallèlement, à une faible distance l'un de l'autre.

Une ligne résonnante 1/4 d'onde a une inductance et une capacité propres, et peut être considérée comme un véritable circuit accordé. Nous avons mentionné ce circuit en raison de l'importance acquise par les fréquences élevées dans le domaine des transmissions. Nous les étudierons plus en détail lorsque nous décrirons les appareils spéciaux pour VHF ou UHF.

Leçon n° 41

NOUVEAUX RECEPTEURS DE RADIO SIMPLES

Nos fidèles lecteurs connaissent, maintenant, la méthode que nous suivons pour la rédaction du présent Cours. Nous avons voulu que, à côté des études théoriques conduites d'une façon progressive — nous amenant à un examen toujours plus approfondi et complet des phénomènes et des lois qui les régissent — des exemples variés de réalisation pratique rendent plus efficace et plus vivante l'étude du sujet, tout en ayant le mérite de mettre le lecteur en contact direct avec le matériel et les méthodes de construction. C'est pour cette raison que, comme nous l'avions promis dans notre neuvième leçon, lors de la description des deux récepteurs à cristal extrêmement simples, nous reprenons la description de nos réalisations qui nous permettront d'améliorer les précédentes et d'aborder d'autres constructions un peu plus compliquées.

Nous nous trouvons encore dans la même situation que lors de la description des deux premiers récepteurs: il nous faut appliquer des techniques et employer des organes non encore expliqués ou décrits. Toutefois, tout comme nous l'avons déjà fait, cela ne nous empêchera pas de nous familiariser avec ce nouveau matériel en faisant, pour ainsi dire, connaissance avec ses caractéristiques, avec son mode d'utilisation, avec les avantages qu'il nous apporte et, principalement, avec les progrès que la technique électronique accomplit grâce à lui.

Nous avons fait ressortir, dans la leçon précédente, l'absolue nécessité de recourir à une *amplification du signal* si l'on veut réaliser un récepteur de radio plus complet, et donnant des résultats susceptibles de satisfaire l'auditeur. Il faut donc — si nous voulons que nos réalisations précédentes nous permettent des réceptions plus faciles et plus puissantes — leur ajouter un dispositif capable d'accroître (amplifier) l'amplitude du signal, soit en Haute Fréquence, soit encore — après la détection — en Basse Fréquence. Un tel dispositif existe depuis longtemps déjà: c'est la **lampe thermoïonique**.

Ce sera, évidemment, notre rôle d'expliquer les principes de fonctionnement de la lampe et d'énumérer toutes ses nombreuses possibilités, dans les leçons ultérieures dont l'importance sera en rapport avec celle du sujet traité. Nous étudierons, également, un autre dispositif amplificateur qui, pendant ces dernières années, est venu concurrencer la lampe; nous voulons parler du **transistor**.

Toutefois, avant ces études, nous ne renonçons pas à décrire des amplificateurs, même si l'organe employé à cet effet n'a pas encore été étudié théoriquement: il suffira, pour le moment d'attirer l'attention du lecteur sur les normes d'emploi les plus courantes pour faire en sorte que leur utilisation soit rationnelle et correcte. Nous avions le choix entre la lampe et le transistor, nous avons choisi ce dernier et nous dirons immédiatement pourquoi. La lampe, en effet, a besoin d'une alimentation multiple, donc onéreuse et compliquée; elle est aussi relativement encombrante et fragile. Bien que cela ne constitue pas à proprement parler un obstacle, nous avons préféré utiliser le transistor, qui se contente d'une faible tension d'alimentation fournie par une simple pile, comme élément amplificateur de notre première réalisation expérimentale.

Mais il est bien évident que nous ne pouvons employer les transistors sans avoir exposé, tout au moins de façon succincte, leur principe de fonctionnement.

LE TRANSISTOR

Nous connaissons parfaitement ce qu'est un conducteur de l'électricité et nous savons que divers métaux en sont d'excellents: l'argent, le cuivre, l'aluminium, etc... Nous avons également appris les propriétés des substances dites isolantes, qui ne conduisent pas l'électricité, telle que: le mica, le verre, la céramique, etc... Il convient, maintenant de préciser qu'il existe encore une troisième catégorie de substances qui ne peuvent être classées ni dans les conducteurs, ni dans les isolants: ce sont les **semi-conducteurs**.

Dans un conducteur, le courant circule dès qu'une tension est appliquée; celle-ci, comme nous l'avons vu, produit un déplacement d'électrons le long du conducteur. Dans un semi-conducteur, par contre, la seule application d'une tension peut ne pas être suffisante pour entraîner le passage d'un courant: dans ce cas, d'autres interventions physiques comme, par exemple, la lumière, la chaleur, un champ électrique ou une impureté de la substance elle-même, seront nécessaires pour provoquer le passage d'un courant. Les plus connus des semi-conducteurs de ce genre sont le germanium, le silicium et le sélénium; les deux premiers sont les plus couramment employés pour réaliser les transistors.

A côté du flux électronique classique, il peut y avoir conduction également par **trous ou lacunes**. Une « lacune » se forme lorsqu'un groupe d'atomes (molécule) perd un électron. La molécule qui a un électron en

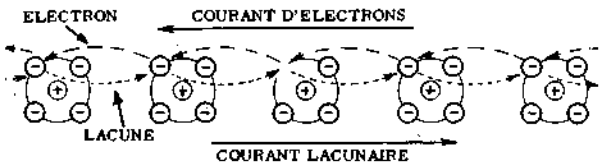


Fig. 1 - Si un électron vient à manquer dans une molécule, il se crée une « lacune ». La molécule ayant un électron en moins peut en capter un d'une molécule voisine, dans laquelle se crée alors la nouvelle lacune: de cette façon, se produit dans la substance un mouvement de lacunes qui produit un courant identique à celui que produirait un mouvement de particules chargées positivement. Ce courant est de sens opposé à celui du courant électrique.

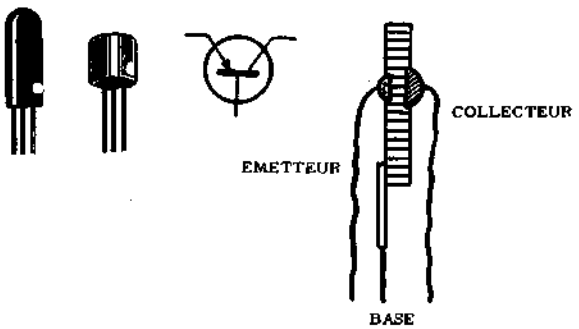


Fig. 2 - Deux types de transistors, symbole schématique du type « p-n-p » et structure interne. Les deux premières illustrations donnent les dimensions réelles des modèles les plus courants. Un point coloré sert à l'identification des électrodes.

moins, peut en prendre un à une autre molécule proche et électriquement neutre, laissant ainsi cette seconde molécule avec un trou, ou lacune et avec une charge positive. De cette façon, une lacune *peut progresser à travers la substance*, passant de molécule à molécule et produisant un flux de courant identique à celui que créerait un mouvement de particules à charges positives. La **figure 1** donne une représentation simplifiée du courant lacunaire.

Bien que le passage du courant dans une substance donnée puisse être provoqué aussi bien par un déplacement de lacunes que par un déplacement d'électrons, si le courant dû à la migration des lacunes est le plus important, le matériau est dit *porteur positif* ou semi-conducteur du type *P*. Si, au contraire, le courant le plus important est produit par le déplacement des électrons, la substance est dite *porteur négatif* ou semi-conducteur du type *N*. Un transistor est constitué par une combinaison de ces deux types de semi-conducteurs.

Les divers types de transistors se distinguent par leur système de construction. On trouve, ainsi, les transistors à pointes de contact, à jonction, à diffusion, etc... Les transistors à pointes ont été les premiers utilisés, mais ils sont aujourd'hui surclassés par les autres types, à jonction, à diffusion... Nous dirons simplement que le transistor à pointes est formé d'un petit cube de matériau semi-conducteur sur lequel s'appuient deux fils de métal, très minces en contact direct avec la surface (de la même façon que le chercheur du détecteur à galène). Le semi-conducteur lui-même est relié à un conducteur, ce qui fait que nous avons trois électrodes: la première constituée par un des fils en contact avec la surface est appelée **émetteur**, la seconde constituée par l'autre fil est le **collecteur**, la troisième soudée au semi-conducteur est la **base**.

Le transistor à jonction présente, par contre une structure en couches (en « sandwich ») formée de deux semi-conducteurs de types différents, c'est-à-dire du type «P» ou «N». La couche intérieure est différente de celles entre lesquelles elle est placée. C'est ainsi que si la couche interne est du type «P», les deux couches externes sont du type «N», et le transistor est dit du type **n-p-n**; si la couche interne est du type « N », le transistor est dit du type **p-n-p**. Dans ce cas, également, nous avons trois électrodes: une pour chacune des couches externes (émetteur et collecteur) et une pour la couche interne (base). La **figure 2** montre l'aspect extérieur, la représentation symbolique et la structure interne des transistors dont nous avons parlé. Nous parlerons, en temps opportun, des autres types de transistors, qui sont le fruit des perfectionnements successifs de l'invention; pour l'instant, il nous suffit de retenir que le transistor est un dispositif capable d'amplifier. Nous avons dit qu'un amplificateur fonctionnait de telle sorte qu'un faible signal appliqué à son entrée était recueilli à sa sortie avec une amplitude plusieurs fois supérieure (ceci étant obtenu en commandant, par le signal d'entrée, une forte puissance fournie par une source extérieure); notre transistor, pouvant jouer ce rôle de relais, doit donc être considéré comme un amplificateur.

Nous préciserons pour terminer que, tandis que dans une lampe de radio l'amplification se fait en commandant — par une faible tension — un courant relativement important, dans le transistor, la commande du courant de sortie se fait au moyen d'un faible courant d'entrée. Pour cette raison, on dit que *la lampe est un amplificateur de tension* et *le transistor un amplificateur de courant*.

RECEPTEUR A DEUX ETAGES

Pour perfectionner les deux récepteurs à cristal décrits dans notre 9ème leçon, et améliorer les résultats obtenus avec des moyens très simples, il suffit d'ajouter à ces récepteurs, tels qu'ils ont été construits, un étage amplificateur placé à leur suite. Cet étage amplificateur augmentera la puissance du signal déjà détecté, ce sera donc un amplificateur Basse Fréquence. C'est ainsi qu'un signal plus puissant sera fourni au casque (ou, éventuellement, au haut-parleur) et que l'écoute sera rendue plus confortable.

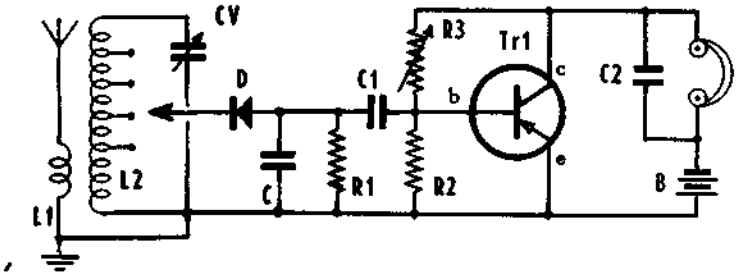


Fig. 3 - Récepteur comportant un étage détecteur et un étage amplificateur Basse-Fréquence à transistor. Le diviseur de tension formé par R3 et R2 permet, en faisant varier R3, de polariser convenablement la « base » pour obtenir la plus faible valeur d'intensité du courant du « collecteur ». On emploie une pile, B, de 3 V.

Il n'y a aucune modification à apporter aux deux récepteurs, tels qu'ils ont été décrits précédemment; il suffit de remplacer le casque par une résistance de charge de valeur convenable. Aux bornes de cette résistance (*R*1 sur le schéma de la **figure 3**) on retrouve le signal qui provoquait, alors, le fonctionnement de l'organe de reproduction sonore et qui, maintenant, devient le signal d'entrée de l'amplificateur.

Le lecteur remarquera que le schéma de ce nouvel appareil dérive du premier récepteur à cristal décrit précédemment, c'est-à-dire du plus simple des deux. Il est bien évident que l'étage amplificateur que nous décrivons ici peut parfaitement être ajouté au montage le plus simple car les avantages du second circuit, sur le premier, sont bien moins apparents du fait de la présence de l'amplificateur B.F. La complication ne se justifie donc plus et si cette construction doit être réalisée pour la première fois, on peut adopter d'emblée l'étage détecteur le plus simple, celui du schéma de la figure 3. Dans ce cas il sera utile de relire attentivement la description ayant fait l'objet de la 9eme leçon ainsi que l'étude théorique de la 8eme lecon.

Dès que l'appareil sera terminé, on pourra certainement recevoir au moins une station. Pour s'assurer, alors, de l'exactitude du nombre de spires de la bobine d'accord, on observera en quel point du cadran du condensateur variable cette station est reçue; connaissant sa fréquence d'émission, il est possible de se rendre compte si l'accord se fait approximativement au point voulu. Si l'accord est obtenu avec le condensateur trop ouvert (manque de capacité), on enlèvera quelques spires au bobinage *L*2; dans le cas contraire, condensateur trop fermé (capacité trop forte), on ajoutera quelques spires: en procédant ainsi, il sera possible d'obtenir l'accord du circuit sur toute la gamme des Ondes Moyennes, soit entre 190 et 580 mètres environ.

Passons maintenant à la description de la partie ajoutée, c'est-à-dire à l'amplificateur B.F., pour nous permettre de nous rendre compte de son rôle et des fonctions des divers éléments qui le composent.

L'étage amplificateur

La tension d'entrée (celle fournie par l'étage détecteur) est recueillie, nous l'avons dit, aux bornes de la charge *R*1. Nous examinerons ce circuit en tenant toujours présent à l'esprit qu'une liaison directe réunit, d'un côté, tous les composants: il s'agit là, comme d'habitude, de la connexion dite « de masse » qui est le point de potentiel commun aux divers circuits. C'est ainsi que *R*1 elle-même, est reliée, d'un côté à la masse, tandis que le signal est transmis par le condensateur *C*1. La valeur de ce condensateur a été choisie de manière à présenter une faible réactance aux fréquences acoustiques; la présence de C1 ne constitue donc pas un obstacle pour les courants Basse Fréquence, mais il s'oppose à ce que la tension continue d'alimentation, provenant de la pile, passe dans le circuit du détecteur et en perturbe le fonctionnement.

Nous venons de mentionner l'utilisation d'une pile: c'est là un des éléments nouveaux — outre le transistor, bien entendu — que nous voyons employé pour la première fois. Nous rappelant ce qui a été dit, un peu plus haut, à propos des amplificateurs, on comprendra que cette pile représente la source d'énergie devant fournir le courant nécessaire au fonctionnement du transistor, pour que celui-ci joue son rôle d'amplificateur.

Le transistor a trois électrodes; pour aider à leur identification, on a porté sur le schéma la première lettre de leur nom: **b**, pour base, **e**, pour émetteur et **c**, pour collecteur. Le transistor peut être monté de diverses manières, ce qui permet, dans tous les cas, d'utiliser au mieux ses caractéristiques (ces différents montages, comportant des branchements particuliers pour les électrodes, seront étudiés en temps opportun). Pour l'instant, disons seulement que nous nous trouvons en présence, dans ce schéma, d'un étage amplificateur avec **émetteur à la masse**; l'entrée se faisant sur la base (entre base et masse) et, évidemment, la sortie se faisant sur le collecteur (entre collecteur et masse); il en résulte qu'on a une électrode commune au circuit d'entrée et au circuit de sortie: l'émetteur.

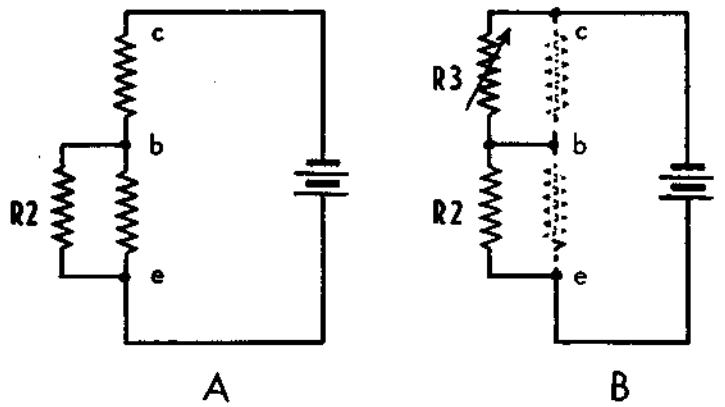


Fig. 4-A et B - Dans le transistor, il existe une résistance de contact entre collecteur et base: elle est représentée, ici, entre « c » et « b ». Une autre résistance est celle existant entre base et émetteur entre « b » et « e ». En examinant le schéma de gauche, on comprend comment le courant entre collecteur et base (entre « c » et « b ») peut être influencé par la valeur de R2. Dans le schéma de droite, on voit l'action de R3 sur ce courant. Tout ceci correspond à ce qui est figuré sur le schéma de la figure 3.

Le transistor choisi pour ce montage est du type *p-n-p*: pour qu'il puisse fonctionner correctement, il faut que l'émetteur reçoive une petite tension positive (quelques dixièmes de volt) par rapport à la base et que le collecteur soit porté à une tension négative de quelques volts. Le rapport entre ces deux polarisations (fournies par la pile *B*) est très important pour la détermination du point de fonctionnement optimum du transistor. On a donc prévu un réglage (*R3*) permettant d'ajuster, pour n'importe quel transistor, la polarisation à une valeur donnant, dans chaque cas, le meilleur résultat.

Il convient de savoir que les jonctions du transistor présentent une résistance déterminée: c'est ainsi que l'on a une résistance entre collecteur et base et une autre entre base et émetteur. Si nous branchons en parallèle sur chacune de ces résistances, un élément résistif extérieur, nous pourrons, en modifiant les rapports, faire varier la polarisation du point central, c'est-à-dire de la base. Ceci se voit clairement sur les **figures 4A** et **4B**. La première nous montre, avant tout, que le courant traversant le collecteur (entre *c* et *b*) est fonction de la valeur de la résistance résultant de la mise en parallèle de *R2* sur la résistance de contact base-émetteur (entre *b* et *e*).

Dans la seconde figure, nous avons ajouté *R2* qui est une résistance variable: elle forme, avec *R2*, un diviseur de tension extérieur au transistor. En faisant varier la valeur de *R3*, on modifie la valeur de la tension du point *b*, c'est-à-dire la tension de polarisation de la base. Si *R3* est plus faible que *R2*, la polarisation est négative; si *R3* est plus forte que *R2* la polarisation est positive. Il est ainsi possible, en réglant *R3*, d'ajuster la valeur de la polarisation convenant à n'importe quel transistor, remédiant ainsi aux inconvénients résultant des différences de caractéristiques que l'on rencontre, assez souvent, même parmi les transistors d'un même type.

En conclusion à cette brève étude, nous préciserons que les variations de courant du circuit base-émetteur (circuit d'entrée) se retrouvent reproduites avec une plus forte intensité dans le circuit base-collecteur (circuit de sortie) grâce, évidemment, au pouvoir amplificateur du transistor. C'est ainsi que le casque, placé en série dans le circuit du collecteur, donne une puissance sonore plus importante que celle pouvant être obtenue après le seul détecteur.

Construction et mise au point

Le nombre des éléments à ajouter est si réduit et ces éléments sont tellement petits, qu'il est très facile de placer le tout sur le même panneau que celui prévu pour le montage du récepteur à cristal, décrit dans notre 9ème leçon. La **figure 5** donne un exemple de réalisation pratique correspondant au schéma de principe de la **figure 6**; le plan de câblage (figure 5) permet de repérer facilement les divers éléments du montage, leurs emplacements respectifs et montre les connexions à réaliser.

L'aspect du panneau, vu de dessus, ne change pas, car les commandes restent les mêmes que celles du montage original; la résistance *R3*, bien qu'étant variable, est réglée une fois pour toutes, à la mise au point, et il est donc inutile de prévoir une commande extérieure pour cet organe. Elle sera du type à axe fendu et son réglage se fera au moyen d'un tournevis à l'arrière du panneau.

Les soudures des fils du transistor sont délicates à faire, elles devront être exécutées en prenant un maximum de soins. Tout d'abord il faudra repérer les trois conducteurs correspondant aux électrodes, en se guidant sur le dessin de la **figure 7**: le point rouge permet un repérage facile. Ensuite, étant donné qui les fils sont très souples, il sera bon de les recouvrir d'une gaine isolante (souplisso de petit diamètre) pour éviter qu'ils ne viennent en contact entre eux ou avec d'autres éléments du circuit. Le souplisso sera enfilé sur le conducteur avant de souder ce dernier au circuit; la soudure devra être faite en tenant le fil du transistor au moyen d'une grosse pince, dont le rôle, comme nous l'avons déjà expliqué, est de dissiper la chaleur (**figure 8**). Les transistors, plus encore que les diodes à cristal, sont extrêmement délicats à ce point

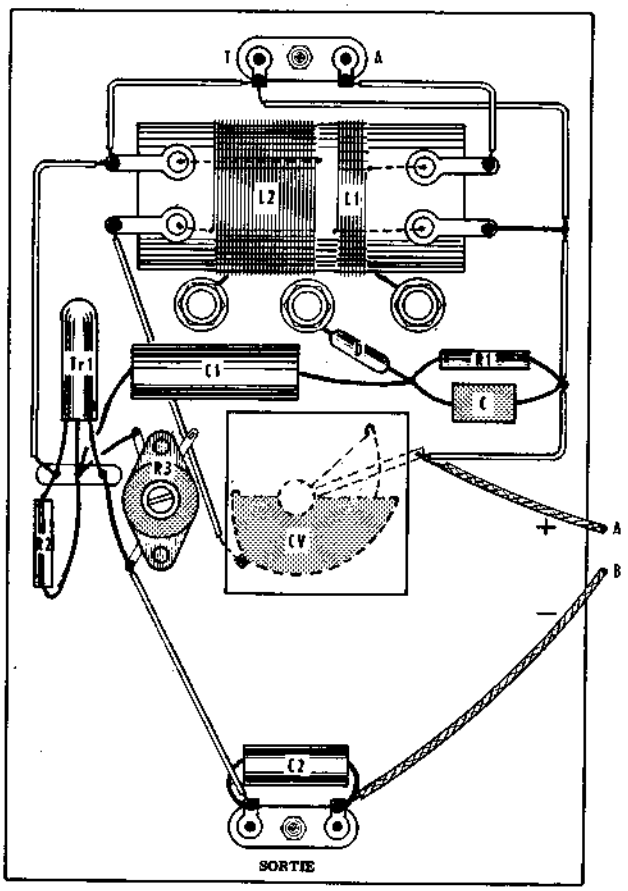


Fig. 5 - Plan de câblage du récepteur à deux étages. Les trois conducteurs sortant du transistor Tr1 sont soudés sur une cosse relais; pour la commodité du dessin, ils sont représentés nus, mais il est bon, comme indiqué dans le texte, de les recouvrir d'un souplisso isolant. Les fils A et B sont reliés à la pile.

de vue et il convient d'insister particulièrement sur la nécessité de procéder avec soin et aussi rapidement que possible aux opérations de soudure.

Une fois le câblage terminé et les connexions contrôlées une à une (la figure 6 est très utile pour cela, car elle donne une vue réelle des connexions et des soudures à effectuer), on pourra brancher le casque à la prise prévue à cette fin. Ce branchement a pour effet d'envoyer automatiquement le courant de la pile dans le circuit du transistor et, ainsi — étant donné le caractère expérimental du montage — on peut se servir d'une des fiches du casque comme d'un interrupteur pour couper l'alimentation et éviter l'usure de la pile quand le récepteur n'est pas utilisé. Tout d'abord, la résistance variable *R3* sera réglée à sa valeur maximum. Etant donné que la charge de la diode détectrice est différente de celle du récepteur sans amplificateur, il sera bon de vérifier — en recevant une station — laquelle des prises de la bobine *L2* donne les meilleurs résultats, en prenant soin, à chaque essai, de retoucher le réglage du condensateur variable pour maintenir l'accord exact.

On déterminera, ensuite, la valeur de la polarisation optimum à appliquer au transistor, de manière à avoir la plus forte amplification avec le plus faible courant possible au collecteur. Pour cette opération, on se servira d'un « multimètre » sur la position milliampèremètre pour courant continu. On se placera sur la sensibilité « 5 mA » et l'on retirera la fiche du casque de la douille reliée au pôle négatif de la pile; à sa place on mettra la fiche du casque laissée libre (au moyen d'une pince crocodile, par exemple). De cette façon, le milliampèremètre sera placé en série avec le casque, donc en série avec le collecteur, et nous pourrons lire l'intensité du courant passant dans ce circuit. La **figure 9** donne le schéma de ce montage provisoire.

Pendant la réception d'un émetteur (contrôlée au moyen du casque), on règlera soigneusement *R3* jusqu'à obtenir le minimum d'intensité du courant du collecteur, tout en ayant la plus forte intensité sonore

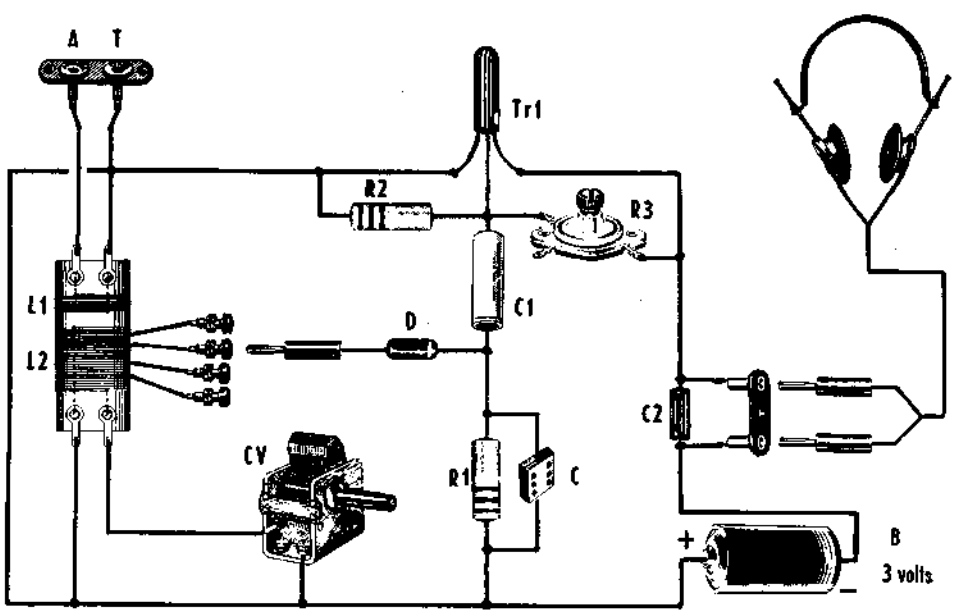


Fig. 6 - Schéma pratique du récepteur. Il est très utile pour contrôler le câblage et repérer les composants. Liste du matériel nécessaire.

1 tube de carton bakélisé, diamètre 2,5 cm, longueur 10 cm. 15 mètres de fil de cuivre émaillé de 0,22 mm.

L1 = 20 spires; L2 = 112 spires jointives (distance entre L1 et L2 = 4 mm).

CV = condensateur variable à air d'une capacité de 365 pF (peut également avoir une capacité de 500 pF).

R3 = résistance variable (ou potentiomètre) de 1 mégaohm.

1 casque magnétique de 1 000 ou 2 000 ohms d'impédance.

1 diode au germanium OA79 ou 1N34 (D).

C = condensateur au mica de 250 pF.

R1 = résistance 100 000 ohms, 0,5 W.

R2 = résistance 10 000 ohms, 0,5 W

C1 = condensateur au papier de 5 000 pF.

Tr1 = transistor 0C70 ou similaire.

Douilles, prises, équerres et cosses relais, vis, fiches bananes, fils à connexions, souplisso, soudure.

1 bouton gradué ou un cadran pour CV.

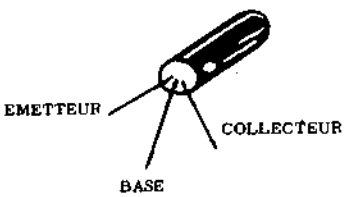


Fig. 7 - Les électrodes d'un transistor sont repérables à l'aide du point de couleur imprimé sur l'enveloppe: le collecteur est du côté de ce point, la base est au centre et l'émetteur est du côté opposé.

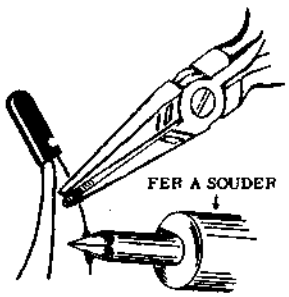


Fig. 8 - Les soudures des électrodes du transistor doivent être rapidement faites. Pour éviter la propagation de la chaleur à l'intérieur, on serre le fil dans les branches d'une grosse pince qui, avec sa masse, dissipe la chaleur.

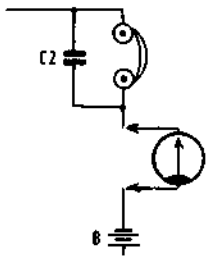


Fig. 9 - Dispositif provisoire de mesure de l'intensité du courant du collecteur. Il sert à s'assurer que le réglage de R3 est correct (figure 3) et que l'intensité du courant est minimum, sans que la puissance du signal soit diminuée pour autant.

dans le casque: pour donner une idée, l'intensité du courant sera, presque toujours, de l'ordre de 1 mA environ. Une fois trouvé le bon réglage de *R3*, le milliampèremètre sera enlevé du circuit et la prise du casque sera remise en place dans la douille.

Il convient d'avertir nos lecteurs que l'adjonction d'un étage amplificateur B.F. n'augmente pas la sensibilité d'un récepteur: c'est ainsi qu'il ne sera pas possible d'obtenir de bons résultats dans le cas où la réception est nulle, ou très faible, avec le seul étage détecteur (récepteur de la 9eme leçon). Le transistor, dans notre cas, n'augmente pas la distance à laquelle il est possible de capter un émetteur; il procure, simplement, une plus forte intensité sonore du signal reçu.

RECEPTEUR A TROIS ETAGES

Ayant vu combien il est facile de faire suivre l'étage détecteur d'un amplificateur Basse Fréquence, on peut penser, tout naturellement, à ajouter un deuxième étage dont la fonction sera d'amplifier à nouveau le signal déjà amplifié une première fois. Cela est très possible et nous allons donner, ci-dessous, la description d'un récepteur comportant un étage détecteur et deux étages amplificateurs Basse Fréquence.

Il suffit de regarder le schéma de la **figure 10** pour se rendre compte que cette nouvelle adjonction se fait suivant les mêmes principes que ceux exposés à propos du premier transistor. Nous voyons une très grande analogie électrique entre les deux étages et, lorsque ceux-ci se suivent, comme c'est le cas ici, on dit qu'ils sont « en cascade ».

Comme dans le montage précédent, le signal à amplifier est recueilli là où était branché le casque: en d'autre termes, ce qui était la « sortie » de l'appareil devient l'« entrée » du nouvel étage.

Le second transistor diffère du premier en ce qu'il est capable de fournir une plus grande puissance: les courants qu'il peut supporter sont plus élevés et, en définitive, il peut faire fonctionner un reproducteur sonore moins sensible (exigeant de ce fait une plus forte puissance), mais plus commode que le casque: le haut-parleur. C'est la première fois que nous rencontrons cet organe, mais nous ne pouvons pas, pour le moment, le décrire en détail, ce qui nous entraînerait trop loin. Nous dirons, simplement, que, à la place de la petite membrane du casque, le haut-parleur comporte un cône de papier spécial, de plus grandes dimensions, mis en mouvement par le signal. Le sommet du cône est solidaire d'un enroulement comportant un petit nombre de spires, appelé « bobine mobile », placé dans le champ d'un fort aimant permanent. Si l'on fait passer dans la bobine mobile des courants de Basse Fréquence, le flux engendré fait mouvoir cette bobine, et le cône dont elle est solidaire, faisant vibrer l'air ambiant à la fréquence des courants de modulation reproduit, ainsi, les sons émis devant le microphone de l'émetteur. De cette brève description on comprendra que, pour mettre le cône en mouvement, il faut plus d'énergie que pour actionner la membrane du casque. L'étage alimentant le haut-parleur est appelé, de ce fait, « étage de puissance ».

La bobine mobile doit comporter un petit nombre de spires (pour réduire le poids et augmenter la mobilité du cône), son impédance est donc très basse. Il est alors nécessaire d'employer, pour la liaison du haut-parleur à l'amplificateur de puissance, un *transformateur d'impédance* capable d'adapter l'impédance de la bobine mobile à celle de l'élément amplificateur (lampe ou transistor) qui est toujours plus élevée; c'est le rôle du transformateur *T* de notre schéma.

La résistance ajustable *R5* joue le même rôle que la résistance *R3* du montage précédent. On notera que *R3* est, maintenant, de valeur fixe: cela provient du fait que, ayant déterminé sa valeur exacte de la manière indiquée plus haut, on peut mesurer cette valeur au moyen d'un ohmmètre et remplacer la résistance ajustable *R3* du montage de la figure 3, par une résistance fixe de valeur convenable. C'est seulement dans le cas où, par la suite, le transistor devrait être remplacé, qu'il serait nécessaire de rechercher, à nouveau, la valeur adéquate au moyen d'une résistance variable.

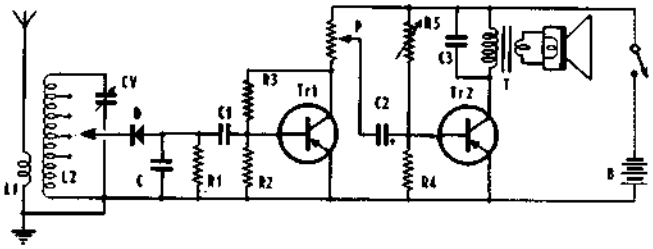


Fig. 10 - Récepteur comportant un étage détecteur et deux étages amplificateurs B.F. en « cascade » équipés de transistors. La valeur de R3 est déterminée comme il est dit dans le texte. P est la commande volume sonore. On utilise une pile — B — de 6 V.

Il convient de remarquer que la valeur de *R3*, dans le nouveau montage de la figure 10, n'est pas la même que celle qui aura été trouvée pour cette même résistance dans le montage précédent (figure 3). En effet, la tension d'alimentation est plus élevée (6 volts au lieu de 3) et, de plus, au lieu du casque, cet étage est chargé par la résistance de *P*; il faudra donc rechercher la valeur convenable par le même procédé que celui décrit précédemment.

Dans ce schéma nouveau, on remarquera la présence d'un élément P, qui n'existait pas dans le montage à deux étages. Il s'agit là d'un potentiomètre, remplaçant le casque du montage antérieur, et constituant la charge du premier étage amplificateur B.F. Au moyen du curseur, il est possible de prélever tout ou une partie du signal présent aux bornes de cette charge pour l'envoyer à l'étage de puissance. Quand le curseur du potentiomètre sera à l'extrémité relié au collecteur, on disposera, aux bornes de C2, de la totalité du signal déjà amplifié par *Tr*1 tandis que lorsque ce curseur sera à l'autre extrémité de la résistance (du côté relié à l'interrupteur), le signal sera nul, puisque ce point, correspondant au pôle négatif de la pile, est au potentiel zéro au point de vue Basse Fréquence. On voit en effet que ce point est relié, par l'intermédiaire de l'interrupteur et de la pile, à la connexion commune de masse et, bien que la résistance de la pile soit en série dans cette liaison, elle est de valeur suffisamment faible pour être négligée. Ce potentiomètre permet donc de doser le signal fourni au deuxième transistor et commande la puissance sonore: le potentiomètre *P* est appelé « commande de volume » et nous le retrouverons dans tous les montages de récepteurs. Il est fixé sur le panneau avant et son bouton de réglage est accessible de l'extérieur.

C2 est le nouveau condensateur de liaison (c'est un condensateur électrolytique, permettant d'avoir une capacité élevée sous un faible volume, et il convient de respecter sa polarité de branchement). *C3* est un condensateur de dérivation pour les fréquences les plus élevées, il modifie la « tonalité » des sons; son emploi est facultatif.

Pour disposer de la puissance maximum pouvant être

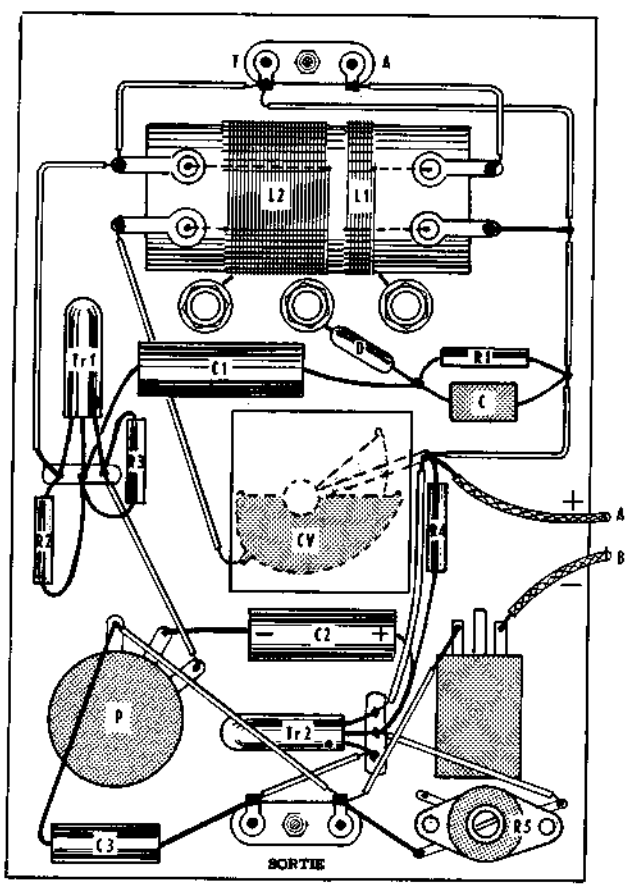


Fig. 11 - Le récepteur à trois étages peut être construit sur le même panneau que celui prévu pour le récepteur à deux étages (10 x 15 cm). La pile est branchée aux fils souples A et B. Le transformateur du haut-parleur est extérieur.

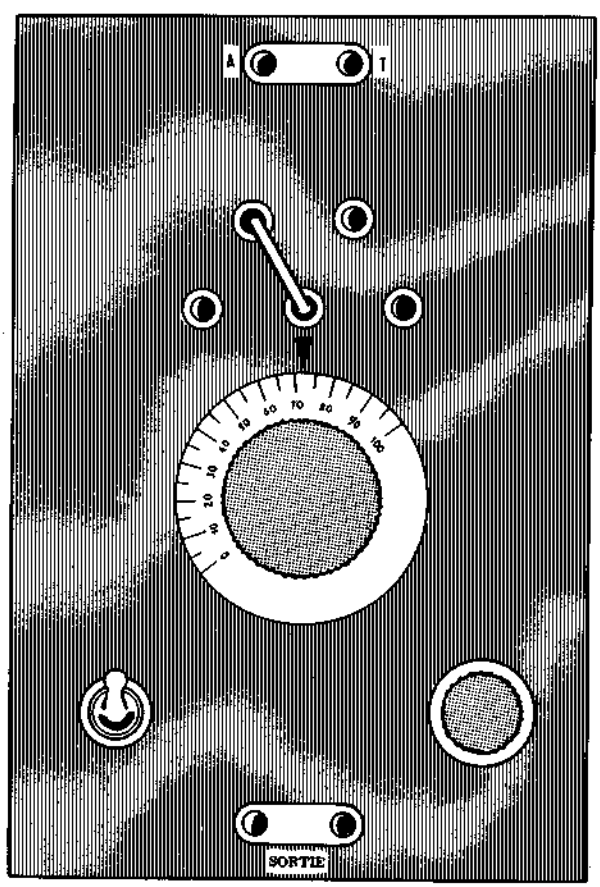


Fig. 11 bis - Vue de face du panneau du récepteur de la figure 11 montrant les diverses commandes. Ce panneau peut être en une quelconque matière isolante, même en contreplaqué, et sert de couvercle au coffret protégeant les organes du récepteur.

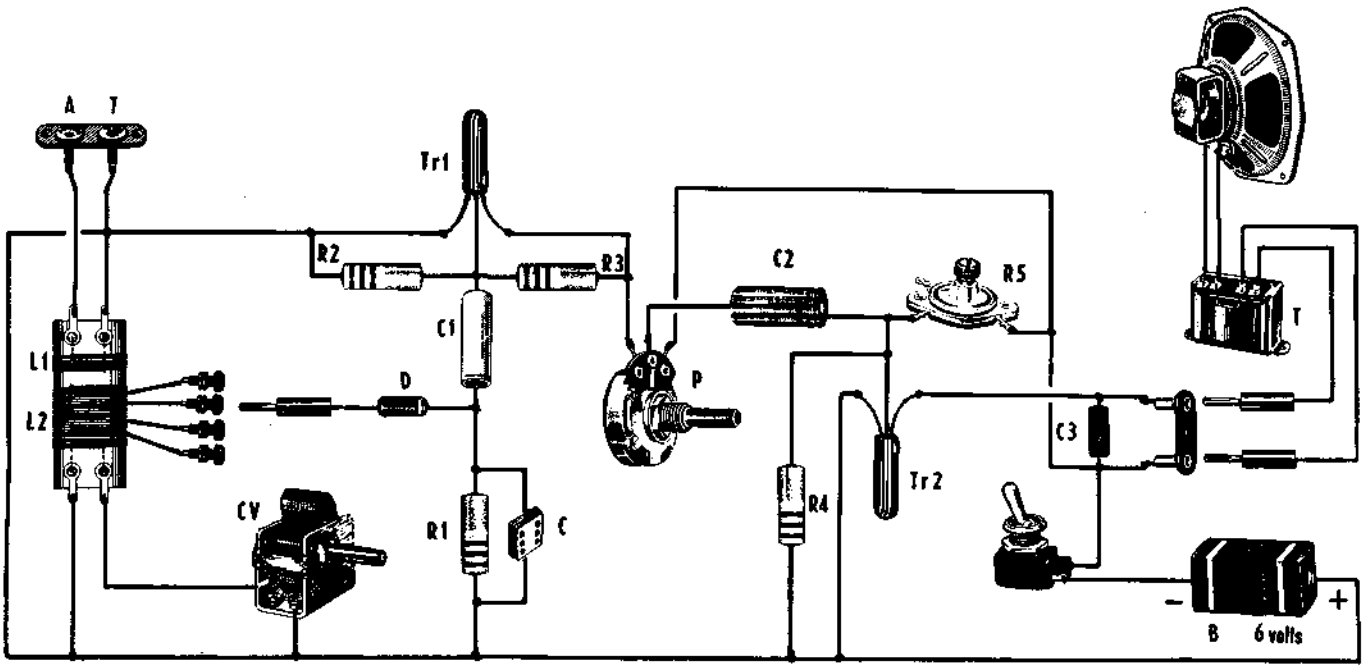


Fig. 12 - Schéma pratique de montage du récepteur à trois étages. Liste du matériel nécessaire à sa réalisation:

1 tube de carton bakélisé de 2,5 cm de diamètre et 10 cm de longueur.
15 mètres de fil de cuivre émaillé de 0,22 mm.
L1 = 20 spires; L2 = 112 spires jointives (distance entre L1 et L2 = 4 mm).
CV = Condensateur variable à air de 365 pF (ou 500 pF).
D = diode au germanium OA 79 ou 1N34.
C = condensateur fixe au mica de 250 pF.
C1 = condensateur fixe au papier de 0,5 µF.
Tr1 = transistor OC70 ou similaire.
Douilles, prises, équerres et cosses relais, vis fiches bananes, fil à connexions, souplisso, soudure.
1 cadran ou bouton gradué pour CV.
1 bouton de commande pour P.
1 pile — B — de 6 volts.
R1 = Résistance fixe de 100 kΩ, 0,5 W
R2 = Résistance fixe de 10 kΩ, 0,5 W
R3 = résistance fixe à déterminer (voir texte).
R4 = résistance fixe de 10 kΩ, 0,5 W
R5 = résistance variable (ou potentiomètre) de 100 kΩ.
P = potentiomètre de 5 000 ohms.
C3 = condensateur fixe au papier de 5 000 pF.
Tr2 = transistor 0C71 ou similaire.
T = transformateur de haut-parleur pour transistor.
1 haut-parleur de 8 cm de diamètre.
1 interrupteur tumbler.
C2 = condensateur chimique 10 µF.

délivrée par le transistor *Tr2*, la tension d'alimentation, fournie par la pile *B*, a été portée à 6 volts. On a également prévu un interrupteur (*I*) pour la mise en route de l'appareil.

Etant donné que la puissance Basse Fréquence fournie par ce récepteur n'est pas très importante, il faudra employer un haut-parleur de petit diamètre (8-10 ou 12 cm). Très souvent, ces haut-parleurs sont livrés avec le transformateur *T* fixé sur eux: dans ce cas, la bobine mobile est déjà reliée au secondaire et on dispose des deux cosses libres de l'enroulement primaire. On y soudera deux fils souples, de longueur convenable, pourvus de deux fiches bananes destinées à être placées dans la prise de sortie. Ceci se fait dans le cas où le haut-parleur doit être disposé à une certaine distance du récepteur; il est, alors placé dans un coffret séparé, pourvu d'un trou du diamètre du cône, formant enceinte et améliorant la qualité de la reproduction (nous verrons, plus tard, pourquoi). Avec cette solution (haut-parleur séparé), il est possible de réaliser ce récepteur sur le même panneau que celui utisé pour les deux montages précédents. La **figure 11** montre que malgré l'adjonction d'un deuxième étage amplificateur, on arrive à un ensemble pas plus encombrant que celui de la figure 5, qui dérivait, à son tour, de celui décrit à la page 69. Ce résultat a pu être obtenu en prévoyant, au départ, l'emplacement des éléments nécessaires aux divers montages successivement proposés.

De même que la résistance ajustable *R3* du schéma de la figure 3 a été remplacée par une résistance fixe de valeur convenable, on pourra également remplacer *R5*, si on le juge utile, par une résistance fixe dont la valeur aura été déterminée de la même façon que celle indiquée plus haut pour *R3*: c'est-à-dire minimum de courant du collecteur pour une même intensité sonore. On placera à nouveau, en série avec le haut-parleur, un milliampèremètre mais on tiendra compte du fait que le transistor de puissance *Tr2* a un courant collecteur dont l'intensité est près de trois fois plus grande que celle du transistor *Tr1* (3 mA, environ).

Comme nous l'avons fait jusqu'ici, nous donnons également pour ce montage un plan de câblage représentant les divers composants sous leur forme réelle — **figure 12** — ceci dans le but d'aider à la compréhension du schéma électrique de la figure 10 et de permettre un contrôle facile des connexions à réaliser.

Dans le cas où le haut-parleur dont on dispose n'est pas pourvu du transformateur *T* (fixé, comme nous l'avons dit, sur la carcasse), on devra relier la bobine mobile au secondaire de ce transformateur; pour cela, il faudra d'abord repérer les enroulements primaire et

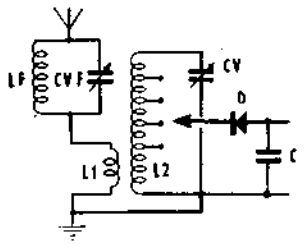


Fig. 13 - La sélectivité des récepteurs décrits dans cette leçon peut être considérablement augmentée en plaçant un circuit filtre accordé, LF-CVF, en série dans la liaison d'antenne. Ce circuit sera accordé sur la fréquence de l'interférence à éliminer. On adoptera pour LF une bobine en nid d'abeilles et pour CVF un condensateur variable ayant une capacité comprise entre 365 et 500 pF.

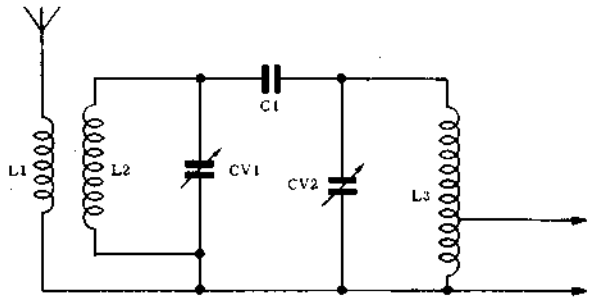


Fig. 13 bis - Cette figure représente le schéma d'un montage permettant une meilleure sélectivité totale des récepteurs simples décrits jusqu'ici. Ce schéma comporte, en addition, une second circuit accordé couplé au circuit accordé d'entrée du récepteur par le condensateur C1. Pour un fonctionnement plus efficace il faut que les bobines L2 et L3 soient opportunément découplées entre elles, pour réduire l'influence réciproque des deux circuits accordés.

secondaire, ce que l'on fera facilement au moyen d'un ohmmètre, en se rappelant que l'enroulement ayant la plus forte résistance ohmique est le primaire.

PERFECTIONNEMENTS EVENTUELS

Les trois récepteurs décrits jusqu'ici ont le même degré de sélectivité et il convient de préciser qu'elle est assez faible. Cela n'est pas un grand inconvénient si la station d'émission à recevoir (la station dite « locale ») est unique ou si, pouvant recevoir deux stations, celles-ci ont des fréquences suffisamment différentes pour qu'il soit possible de les recevoir, l'une au début et l'autre vers la fin du cadran du condensateur variable. Par contre, il arrive fréquemment que les stations interfèrent entre elles: il est alors nécessaire de monter un circuit accordé supplémentaire pour accroître la sélectivité. Nous avons déjà vu, dans la leçon précédente (figures 10 A et 10 B, page 318), comment monter un tel circuit. En se rappelant ce qui a été dit à ce propos, nous pouvons conclure que les solutions les plus pratiques sont au nombre de deux: l'une d'elles consiste à brancher un filtre d'antenne en série, comme sur la **figure 13**, et l'autre à placer un deuxième circuit accordé en parallèle sur la bobine d'antenne. Nous conseillons l'emploi de la première solution qui peut être réalisée en employant les mêmes valeurs d'inductance et de capacité que celles requises pour le circuit d'accord *L2-CV*. On peut donc employer, pour *LF*, une bobine identique à *L2* (avec les prises en moins), mais pour des raisons pratiques, nous suggérons, si possible, l'emploi d'une bobine moins encombrante (en nid d'abeilles) avec, de préférence, un noyau magnétique pour H.F. De même, le condensateur variable peut être d'un modèle moins onéreux: du type au mica, par exemple, moins encombrant que celui à l'air. Le circuit accordé supplémentaire, désigné *LF-CVF*, sur le schéma de la figure 13, sera réglé sur la fréquence du signal à rejeter.

Après s'être accordé, au moyen de *CV*, sur la station à recevoir, on tourne lentement *CVF* jusqu'à ce que le signal de l'autre émetteur, celui indésirable, soit rejeté ou fortement atténué. Si, dans une localité donnée, il est possible de recevoir deux stations, il est logique que la commande de *CVF* soit facilement accessible, puisqu'il faut pouvoir s'accorder sur l'une ou sur l'autre station: par contre, si l'on ne peut recevoir convenablement qu'un seul émetteur, l'ensemble *LF-CVF* peut être accordé une fois pour toutes et il n'est plus nécessaire que la commande de *CVF* soit facilement accessible.

Le lecteur se demandera, maintenant, si, comme nous l'avons fait pour les deux étages, il n'est pas possible d'en ajouter un troisième. En choisissant convenablement le type de transistor, cela pourrait être réalisable, mais nous la déconseillons. Il est préférable que les éventuels perfectionnements ultérieurs portent sur une amélioration de la sensibilité qui permettra de recevoir un plus grand nombre d'émetteurs ou, du moins, évitera l'emploi d'une antenne extérieure difficilement réalisable dans les villes.

Il existe une solution possible à ce problème: confier la détection du signal non plus à une simple diode, mais à un transistor monté dans un circuit spécial appelé « à réaction ». Ce montage permet d'accroître considérablement, non seulement la sensibilité, mais la sélectivité. Nous le décrirons dans une prochaine leçon, au cours de laquelle nous poursuivrons l'étude des récepteurs. Nous exposerons et appliquerons un système amplificateur capable de fournir une puissance de sortie plus grande, donc un volume sonore plus important, permettant l'emploi d'un haut-parleur de plus grand diamètre.

Les récepteurs, ainsi réalisés, pourront être destinés à l'écoute permanente; nous voulons dire qu'ils pourront être considérés, non plus comme des montages expérimentaux destinés à l'étude pratique des différents circuits, mais comme des récepteurs d'usage courant.

Bien entendu, suivront ensuite des récepteurs plus modernes, connus sous le nom de « superhétérodynes », mais il n'en reste pas moins que la grande simplicité de ces premiers appareils décrits, et leur faible prix de revient, pourra les faire préférer dans le cas où les conditions de réception favorables permettront d'en obtenir de bons résultats.

Leçon n 42

SYMBOLES - ABREVIATIONS

b = Base d'un transistor

c = Collecteur d'un transistor

dB = Décibel: unité de mesure relative au rapport entre deux grandeurs.

e = Emetteur d'un transistor.

FORMULES

Fréquence de résonance d'une antenne:

$$F_o = \frac{159}{\sqrt{LC}}$$

dans laquelle:

F_o = Fréquence en MHz

L = Inductance en microhenrys

C = Capacité en microfarad

Fréquence de résonance d'une antenne standard de laboratoire:

$$F_o = \frac{159}{\sqrt{(50)\ (200)}}$$

SYMBOLES SCHEMATIQUES

 = Transistor p-n-p

 = Transistor p-n-p

 = Transistor p-n-p

 = Transistor n-p-n

 = Antenne cadre

 = Antenne cadre

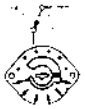
 = Antenne cadre

 = Douille avec contact à ressort

 = Variomètre

 = Variomètre

 = Contacteur avec court-circuit

 = Contacteur avec court-circuit

QUESTIONS sur les LEÇONS N^{os} 40 et 41

N. 1 — Qu'entend-on par « gamme de fréquence » dans un appareil de radio ?

N. 2 — Quelle est la première condition nécessaire pour qu'un récepteur soit sélectif ?

N. 3 — Qu'entend-on par « longueur électrique » d'une antenne ?

N. 4 — Quel est le premier élément d'un récepteur pouvant procurer une certaine amplification ?

N. 5 — Dans quel cas dit-on qu'un récepteur est à « étages accordés » ?

N. 6 — Quels avantages retire-t-on en ajoutant un étage d'amplification Haute Fréquence ?

N. 7 — Qu'entend-on par circuit réjecteur ? En quoi consiste-t-il ? Comment l'utilise-t-on ?

N. 8 — Qu'est-ce qu'une antenne-cadre ?

N. 9 — Dans quelle position les lames mobiles d'un condensateur variable d'un circuit d'accord se trouvent-elles, lorsque celui-ci est réglé sur la fréquence la plus élevée de la gamme disponible ?

N. 10 — Quelles sont les différentes courbes de variation de la capacité d'un condensateur variable ?

N. 11 — A quoi les entailles pratiquées sur les lames extérieures du rotor d'un condensateur variable servent-elles ?

N. 12 — Qu'entend-on par « commutation de gamme » ? Comment est-elle effectuée ?

N. 13 — Qu'appelle-t-on, dans un récepteur radio, « Bloc Haute Fréquence » ?

N. 14 — Quel est le phénomène sur lequel est basé le fonctionnement d'un transistor ?

N. 15 — Combien un transistor compte-t-il d'électrodes et quelles sont-elles ?

N. 16 — Dans quel cas dit-on que deux étages amplificateurs sont montés « en cascade » ?

N. 17 — Dans le montage du récepteur à trois étages (figure 10, 41eme leçon), quel est le rôle du transformateur T ?

N. 18 — Dans le circuit de la figure 13 (41eme leçon) sur quelle fréquence doit-on accorder le circuit *LF-CVF* placé en série dans l'entrée d'antenne ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 307

N. 1 — D'abaisser ou d'élever une tension, le produit volt-ampère restant constant.

N. 2 — Cela est possible, car un transformateur peut fournir diverses tensions, avec des intensités correspondantes, qui peuvent être employées séparément. La puissance totale fournie reste, cependant, toujours égale à celle absorbée au primaire.

N. 3 — Le noyau magnétique, l'enroulement primaire, les enroulements secondaires, la carcasse et les flasques de serrage.

N. 4 — Le primaire, relié à une source d'énergie électrique, transforme le courant en un champ magnétique et le secondaire, sous l'influence de ce champ, délivre une tension (et un courant).

N. 5 — Les deux rapports sont égaux.

N. 6 — De trois façons différentes: 1) pour élever une tension, en réduisant proportionnellement l'intensité; 2) pour diminuer une tension, en augmentant proportionnellement l'intensité; 3) pour alimenter deux circuits sous une même tension, à partir de la même source, mais en les isolant l'un par rapport à l'autre.

N. 7 — Par suite des pertes inévitables dans le cuivre et dans le fer.

N. 8 — Pour réduire, autant que possible, les courants parasites circulant dans le circuit magnétique sous l'effet de l'induction du champ magnétique. Si les tôles sont isolées les unes des autres, ces courants parasites ne peuvent pas circuler.

N. 9 — La tension aux bornes du secondaire est de 112,5 volts.

N. 10 — Oui. Les tensions à vide, au secondaire, sont plus élevées.

N. 11 — Parce que dans le cas contraire, les coupures du circuit magnétique, inévitables pour permettre l'introduction des tôles dans les enroulements, coïncideraient toutes en un même point. Ceci produirait un « entrefer » qui aurait pour résultat de diminuer la densité de flux magnétique et, par suite, le rendement du transformateur.

N. 12 — Non. Le facteur spires/volt est constant; il est déterminé par le rapport entre la tension et le nombre des spires de chaque enroulement.

N. 13 — Ils sont inversement proportionnels.

N. 14 — C'est le rapport entre la puissance dissipée au primaire et celle recueillie au secondaire.

N. 15 — La dispersion du flux magnétique, l'hystérésis magnétique, les courants parasites dans le noyau, la saturation du circuit magnétique, la résistance ohmique des fils des bobinages et la capacité répartie.

N. 16 — Parce qu'il existe, entre deux couches voisines, une d.d.p. égale à la tension totale divisée par le nombre des couches. Cette d.d.p. peut être supérieure à la tension d'isolement de l'émail recouvrant le fil. En outre, la couche d'émail peut être abîmée par endroits. Dans les deux cas y aurait risque de court-circuit.

LES LOGARITHMES

A la page 8 (1ère Leçon), nous avons jugé bon d'expliquer — assez brièvement — ce qu'est une « puissance », dans le sens mathématique du mot. Cette notion est souvent employée dans les calculs relatifs à l'Electronique, aussi simples soient-ils.

Au point où nous sommes arrivés, et pour permettre à tous ceux qui n'ont pas des connaissances suffisantes dans ce domaine de comprendre et d'assimiler complètement la signification de l'unité de mesure avec laquelle on chiffre l'amplification ou l'atténuation d'un signal, il est nécessaire de consacrer quelques notes aux logarithmes. De nombreuses opérations mathématiques qui seraient difficiles — ou même impossibles — à résoudre d'une autre façon, se font par leur intermédiaire.

Bien entendu, nous n'avons pas l'intention d'imposer à nos Lecteurs l'étude d'une partie mathématique comme condition « sine qua non » pour devenir un bon radiotechnicien; nous dirons cependant qu'en lisant attentivement les quelques pages qui suivent, il lui sera possible d'acquérir les notions qui lui faciliteront grandement la compréhension de sujets plus complexes, dont la connaissance est indispensable.

L'amplification et l'atténuation (ou affaiblissement) sont deux phénomènes intimement liés au fonctionnement des tubes électroniques; ils se mesurent, tous les deux, en **décibels**.

Cette unité de mesure — nous le verrons par la suite — est précisemment fondée sur les logarithmes. C'est ainsi que, bien que cette unité puisse être utilisée sans connaître le calcul logarithmique, il est extrêmement utile de l'étudier et de s'en servir, car il permet des solutions simples et précises.

Il convient toutefois de préciser que bon nombre d'opérations que nous donnerons en exemple dans cette leçon, peuvent être, en pratique, exécutées plus simplement par la seule arithmétique. Les logarithmes ne deviennent véritablement indispensables que pour des calculs où figurent des puissances élevées de nombres de plusieurs chiffres.

Nous avons exposé, en son temps, ce qu'est une puissance d'un nombre, ainsi que la signification de l'exposant: en fait, **le logarithme d'une grandeur est l'exposant auquel un certain nombre doit être élevé pour obtenir cette grandeur.**

Pour plus de clarté, donnons en exemple: nous savons que l'expression 3^2 c'est-à-dire « 3 à la puissance 2 » ou « 3 au carré ») est égale à 9. Cela signifie que 2 est l'exposant que nous devons donner au nombre 3 pour obtenir le nombre 9.

En calcul logarithmique, on dit que le **logarithme de 9 « de base 3 » est 2**, et l'on écrit $\log_3 9 = 2$.

Nous apprenons, ainsi, que les logarithmes sont toujours donnés par référence à une **base** déterminée: celle-ci étant la base d'une puissance qui, élevée à l'exposant égal au logarithme, donne la grandeur considérée.

On peut prendre pour base d'un logarithme n'importe quel nombre positif, plus grand que 1. Toutefois pour des raisons sur lesquelles nous ne nous étendrons pas,

les mathématiciens ont choisi pour bases deux nombres particuliers, desquels découlent deux systèmes de logarithmes qui — pratiquement — sont équivalents entre eux.

L'un de ces systèmes a pour base le nombre 2.718 (représenté en général, par la lettre *e*) et l'autre système a pour base le nombre 10.

Les logarithmes ayant pour base le nombre *e* sont dits « naturels » ou « népériens », tandis que ceux de base 10, sont dits « décimaux » ou « vulgaires ».

(Notons que dans les problèmes d'Electronique, la lettre *e* est souvent remplacée par la lettre greque ε (lire « epsilon ») pour éviter toute confusion, car la lettre *e* désigne également une tension).

Quand la base d'un logarithme n'est pas mentionnée, il est convenu que cette base est 10, qu'il s'agisse donc de logarithmes décimaux ou vulgaires. Par exemple, l'expression « log. 1 000 = 3 » est un logarithme décimal, elle signifie que le chiffre 3 est l'exposant que l'on doit donner à la base 10 (sous-entendue) pour obtenir le nombre 1 000; en effet, $10^3 = 1\,000$.

Les logarithmes décimaux sont donc les puissances exactes du nombre 10, dont nous avons donné un tableau récapitulatif à la page précédente, et on a:

log 0,001 = -3 puisque 0,001 = 10^{-3}
log 0,01 = -2 puisque 0,01 = 10^{-2}
log 0,1 = -1 puisque 0,1 = 10^{-1}
log 1 = 0 puisque 1 = 10^{0}
log 10 = 1 puisque 10 = 10^{1}
log 100 = 2 puisque 100 = 10^{2}
log 1 000 = 3 puisque 1 000 = 10^{3}

et ainsi de suite.

Comme on le voit, le logarithme d'un nombre égal à une puissance exacte de 10, c'est-à-dire à une puissance ayant pour base le nombre 10 et pour exposant un chiffre quelconque, positif ou négatif, peut être calculé très simplement en comptant les « zéros » qui suivent le nombre des chiffres placés après la virgule dans le cas d'un nombre décimal.

Par exemple, le logarithme de 0,000001 est -6. Six, parce que tel est le nombre des chiffres à droite de la virgule (5 zéros et 1), et négatif parce qu'il s'agit d'un nombre décimal, inférieur à l'unité. Par contre, le logarithme de 100 000 est 5, qui est le nombre des zéros après l'unité; ce logarithme est positif parce qu'il s'agit d'un nombre plus grand que 1.

De ce qui précède, nous pouvons déduire une première règle: **Le logarithme d'un nombre plus petit que 1 est négatif, celui d'un nombre plus grand que 1 est positif.**

Pour les nombres qui ne sont pas une puissance exacte de 10 — et c'est la majorité des cas rencontrés dans la pratique — le logarithme se compose de deux parties: la partie entière qui figure à gauche de la virgule s'appelle **caractéristique**, et la partie décimale, à droite de la virgule, s'appelle **mantisse**.

Détermination de la « caractéristique ».

Le calcul du logarithme d'un nombre quelconque est plus compliqué que celui d'une puissance exacte de 10, il se fait en deux étapes.

1) La « caractéristique » du logarithme d'un nombre quelconque plus grand que 1 est toujours **positive** et elle est égale au nombre des chiffres qui se trouvent à gauche de la virgule, diminué de 1.

Par exemple, dans le nombre 59,5 nous avons deux chiffres à gauche de la virgule, un 5 et un 9: donc 2 - 1 = 1, la « caractéristique » du logarithme de 59,5 est 1. Si le nombre est 5,95, nous avons un seul chiffre à gauche de la virgule, dans ce cas 1 - 1 = 0 et la « caractéristique » du logarithme de 5,95 est 0. Par contre, dans le nombre 595, (que nous pouvons écrire 595,0) nous avons trois chiffres à gauche de la virgule, et la « caractéristique » de son logarithme est 2 (3 — 1).

2) La « caractéristique » du logarithme d'un nombre qui n'est pas une puissance exacte de 10, et qui est plus petit que 1, est **négative**, et égale au nombre des zéros qui se trouvent à droite de la virgule, augmenté d'une unité.

Par exemple, dans le nombre 0,0595, un seul zéro figure à droite de la virgule, et puisque 1 + 1 = 2, la « caractéristique » de son logarithme est —2. Dans le nombre 0,000595, nous trouvons trois zéros à droite de la virgule, la caractéristique est donc égale à 3 + 1 = 4, c'est-à-dire à — 4. Par contre, dans le nombre 0,595, il n'y a aucun zéro à droite de la virgule, et puisque 0 + 1 = 1, la « caractéristique » de son logarithme est — 1.

Nous devons préciser une particularité importante des logarithmes des nombres inférieurs à l'unité, qui est celle-ci: bien que la caractéristique de ces nombres soit négative, on ne doit pas la faire précéder du signe (—). En effet, comme nous le verrons sous peu, la partie négative du logarithme est seulement la « caractéristique » et non le logarithme tout entier, y compris la « mantisse ».

Il existe deux moyens distincts pour désigner une « caractéristique » négative. L'un d'eux consiste à mettre le signe (—) non pas à gauche, mais au-dessus du nombre constituant la caractéristique (par exemple $\bar{3}$ pour indiquer — 3). Quant à l'autre moyen, nous l'indiquerons plus tard.

Détermination de la « mantisse »

La « mantisse » est, répétons-le, la partie du logarithme qui se trouve à droite de la virgule. Elle ne peut se calculer qu'au moyen des **tables de logarithmes**. Ces tables occupent un nombre important de pages et — pour cette raison — nous ne pouvons les publier dans ce Cours. Elle peuvent être achetées pour un prix modeste dans presque toutes les librairies, et sont généralement accompagnées d'un mode d'emploi détaillé.

Dans le calcul de la mantisse, la première règle à observer est la suivante: sa valeur est absolument indépendante de la position de la virgule (que l'on peut ignorer) dans le nombre dont on désire trouver le logarithme. C'est ainsi que, par exemple, la mantisse de 595 est 0,7745, qui est également la mantisse de 59,5 et de 5,95. Le logarithme étant composé de la « caractéristique » et de la « mantisse », la différenciation entre les nombres cités plus haut, c'est-à-dire l'emplacement de la virgule, est fournie par la « caractéristique » qui

est égale à 2 pour le premier nombre, à 1 pour le second et à 0 pour le troisième.

Après avoir déterminé la « caractéristique » du nombre dont on veut trouver le logarithme (de la manière indiquée ci-dessus), on recherche la mantisse dans les tables de logarithmes. La mantisse figurant dans les tables constitue la partie décimale du logarithme et elle doit donc être précédée de la virgule.

Il est bon de préciser qu'il existe des tables de logarithmes à 4 et à 5 décimales. Il est bien évident que les secondes sont plus précises que les premières, et ce sont elles que nous utiliserons pour nos exemples.

Généralement les tables de logarithmes commencent par un premier tableau donnant les logarithmes des nombres dans lesquels, en éliminant les zéros et la virgule servant uniquement au calcul de la caractéristique, il reste seulement un ou deux chiffres significatifs.

Supposons que nous devions trouver le logarithme de 38 (que nous pouvons écrire 38,0). Le nombre est plus grand que 1, donc la caractéristique est positive et nous est donnée par: 2 chiffres —1 = 1. Les chiffres significatifs sont au nombre de deux, le 3 et le 8. La mantisse du nombre 38, donnée par la table, est 57 978; en conséquence nous pouvons écrire:

$$\log 38 = 1{,}57978$$

Calculons, maintenant, le logarithme du nombre 0,0038. Etant plus petit que 1, la caractéristique sera négative. Comme nous le savons, sa valeur sera égale à 2 zéros + 1 = 3, c'est-à-dire à —3. Les chiffres significatifs sont encore au nombre de deux, le 3 et le 8. La mantisse est donc la même que celle de l'exemple précédent et nous pouvons écrire:

$$\log 0{,}0083 = 3{,}57978$$

Ayant ainsi expliqué ce qu'est la « mantisse », nous pouvons indiquer, brièvement, le second moyen adopté pour indiquer qu'une « caractéristique » est négative.

Il consiste à ajouter à la caractéristique négative le nombre 10, ce qui a pour effet de la rendre positive, et de soustraire, ensuite, le nombre 10 du logarithme tout entier. C'est ainsi que pour reprendre l'exemple donné plus haut, on peut écrire:

$$\log 0{,}0038 = 7{,}57978 - 10$$

Voyons comment on peut calculer, au moyen des tables, la mantisse du logarithme d'un nombre de trois chiffres significatifs.

Les tables à cinq décimales comportent une colonne, généralement marquée « N », dans laquelle sont portés les nombres allant de 100 à 999, et de 10 colonnes secondaires marquées de 0, à 9. On recherche les trois chiffres significatifs, dans l'ordre du nombre original, dans la colonne « N ». En face de ce nombre, dans la colonne O, sur la même ligne, on trouve la mantisse. Celle-ci est composée de cinq chiffres, les deux premiers étant légèrement séparés des trois autres placés à leur droite.

Par exemple, supposons que nous cherchions le logarithme des nombres 256 - 25,6 - 2,56 et 0,00256. On détermine, tout d'abord, la caractéristique suivant la méthode expliquée plus haut, puis on recherche la mantisse dans les tables, en face du nombre 256 (remarquons que ce nombre est le même dans les quatre exemples; en effet, pour le calcul de la mantisse, seuls les chiffres significatifs sont à retenir, il n'y a pas lieu de s'occuper de la position de la virgule et des zéros). Les tables nous indiquent que la mantisse est 40 824; nous aurons donc:

$$\log 256 = 2{,}40824$$

$$\log 25{,}6 = 1{,}40824$$

$$\log 2{,}56 = 0{,}40824$$

$$\log 0{,}00256 = 3{,}40824 \text{ o uencore, } = 7{,}40824 - 10$$

Comme on le voit, la mantisse est la même pour les logarithmes de ces quatre nombres qui ont les mêmes chiffres significatifs; seule la « caractéristique » est différente.

On remarquera, en consultant les tables de logarithmes, que les deux premiers chiffres de la mantisse, séparés des trois autres par un intervalle, ne figurent que dans la colonne « O ». Il est, en effet, inutile de les répéter tant qu'ils ne changent pas; mais il ne faut pas oublier de les placer devant les trois autres chiffres, qui eux sont différents dans chaque colonne, pour obtenir la mantisse complète.

Par exemple, la mantisse du nombre 525 est, 40 140; pour le nombre suivant, 253; les deux premiers chiffres, 40, sont encore les mêmes, seuls changent les trois derniers et la mantisse du logarithme de 253 est 40 312. Les deux premiers chiffres, 40, sont valables jusqu'au nombre 257, dont la mantisse est, 40 993; ce n'est qu'à partir du nombre 258 que les deux premiers chiffres changent et deviennent, 41; ceci jusqu'au nombre 263, et ainsi de suite.

La recherche de la mantisse d'un nombre de quatre chiffres est également très simple. On cherche dans la colonne « N » les trois premiers chiffres du nombre, tandis que le quatrième vers la droite, qui peut être compris entre 0 et 9, est indiqué dans les colonnes situées à droite de la colonne « N ». Ayant trouvé les trois premiers chiffres, dans la colonne « N », on suit la ligne horizontale correspondante, vers la droite, jusqu'à rencontrer le groupe de trois chiffres figurant dans la colonne portant le chiffre égal au quatrième chiffre significatif du nombre.

Par exemple, pour trouver la mantisse du nombre 1 569, on cherche tout d'abord dans la colonne « N » le nombre 156; puis on suit la ligne horizontale jusqu'à rencontrer le groupe de trois chiffres placé dans la colonne « 9 ». Les deux premiers chiffres séparés, de la colonne « O », forment toujours les deux premiers chiffres de la mantisse, que l'on fait suivre des trois autres chiffres de la colonne « 9 ». Dans notre cas, la mantisse est, 19 562.

Il peut arriver que le groupe de trois chiffres d'une colonne (correspondant au quatrième chiffre significatif) soit précédé d'un astérisque (ou, dans certaines tables, surmonté d'un trait horizontal, comme on le fait pour indiquer qu'une caractéristique est négative). Cela signifie que, dans la mantisse, les deux premiers chiffres à ajouter ne sont pas ceux figurant plus haut dans la colonne « 0 », mais bien ceux de la ligne immédiatement au-dessous.

C'est ainsi que, *par exemple*, si nous devons cher-

cher la mantisse du logarithme du nombre 4 268, nous repèrons dans la colonne « N » le nombre 426 auquel correspond, dans la colonne « 0 » les deux premiers chiffres 62. Nous suivons la ligne horizontale pour trouver les trois autres chiffres dans la colonne « 8 », où nous lisons 022 (ou *022). Cela signifie que les deux premiers chiffres de notre mantisse ne sont pas 62, mais le nombre immédiatement supérieur, soit 63; la mantisse du logarithme de 4 268 est donc, 63 002.

Exemple: calculons les logarithmes des nombres suivants: 3 458 - 280,4 - 3,567 et 0,4787. En appliquant les règles ci-dessus, nous trouvons:

log 3 458 = 3,53882

log 280,4 = 2,44778

log 3,567 = 0,55230

log 0,4787 = 1,68006 ou, encore = 9,68006 — 10

Dans ce dernier cas, les deux premiers chiffres de la mantisse sont 68, et non 67, en raison de l'astérisque figurant devant les trois chiffres de la colonne « 7 ».

La mantisse d'un nombre comportant cinq chiffres significatifs peut être calculée, d'une façon un peu plus compliquée, par la méthode dite de « l'interpolation ».

La progression des logarithmes n'est pas « linéaire », car ils représentent, en effet, la différence entre deux grandeurs et un segment de longueur donné, et la moitié de cette différence ne correspond pas au centre du segment lui-même. Toutefois, comme il s'agit d'un cinquième chiffre décimal, cette « non-linéarité » donne une différence tellement négligeable que, en pratique, la progression des nombres peut être considérée comme linéaire.

Pour cette raison, on substitue au nombre de 5 chiffres significatifs le nombre immédiatement inférieur se terminant par 0, ce qui nous donne un nombre à 4 chiffres significatifs très voisin du nombre dont nous devons trouver le logarithme. On recherche ce dernier dans les tables et l'on y ajoute la différence que l'on trouve dans un tableau spécial disposé en marge de chaque page des tables de logarithmes. Ce sont des tableaux auxiliaires donnant le logarithme de la différence (D) entre le logarithme du nombre réel et celui approché, dont on n'a pas tenu compte, au départ, pour la commodité du calcul.

Exemple: calculons le logarithme du nombre 47,328. Ce nombre est compris entre 47,320 et 47,330. La caractéristique de son logarithme est 1 comme, nous le savons. On cherche dans la colonne « N » le nombre 473 et l'on procède comme si nous devions calculer le logarithme de 47,320, c'est-à-dire que la mantisse est lue dans la colonne « 2 ». On trouve:

$$\log 47{,}320 = 1{,}67504$$

Le logarithme du nombre de quatre chiffres significatifs immédiatement supérieur, c'est-à-dire 47,330, est:

$$\log 47{,}330 = 1{,}67514$$

La différence « D » entre ces deux logarithmes (c'est-à-dire entre les deux groupes de trois chiffres terminant les mantisses) est 514 — 504 = 10. Une fois cette différence trouvée, dans le tableau placé en marge de la page ayant servi au calcul des deux logarithmes approximatifs, on suit la ligne horizontale jusqu'à la ligne « 8 » correspondant au nombre que nous avons négligé au début de nos opérations (nous avons, en effet, calculé le logarithme de 47,320, au lieu de 47,328). En face de la différence 10 (D), nous trouvons dans la colonne « 8 » le nombre 8,0 qui doit être ajouté au logarithme de 47,320 pour avoir celui de 47,328, avec une bonne approximation. En conséquence:

$$\log 47{,}328 = 1{,}67504 + 8{,}0$$

$$= 1{,}67512$$

(La partie décimale de la différence peut être négligée, c'est pourquoi on ajoute seulement 8).

Exemples: trouver les logarithmes des nombres suivants: 3,4576 - 0,0032774 et 1877,2.

$$\log 3{,}4576 = 0{,}53870 + 7$$

$$= 0{,}58877$$

$$\log 0.0032774 = 3{,}51548 + 5$$

$$= 3{,}51553$$

$$\log 1877{,}2 = 3{,}27346 + 9$$

$$= 3{,}27355$$

Trouver un nombre connaissant son logarithme

Le nombre correspondant à un logarithme donné est appelé **antilogarithme**. Il est désigné par le symbole **antilog** ou par « $\log^{-1}$ ». On peut le calculer par la méthode inverse de celle qui nous a servi au calcul du logarithme.

En effet, on cherche d'abord la mantisse dans les tables logarithmiques puis, une fois celle-ci trouvée, on détermine la position de la virgule suivant la valeur de la « caractéristique ». Si celle-ci est positive, le nombre comportera, à gauche de la virgule, autant de chiffres que la caractéristique compte d'unités positives plus une. Si, par contre, elle est négative, le nombre trouvé doit être précédé d'autant de zéros que la mantisse compte d'unités, moins une; puis on placera la virgule, elle-même précédée d'un zéro.

Pour simplifier, nous nous servirons de certains des exemples donnés plus haut, pour illustrer le calcul du logarithme d'un nombre, en suivant un processus inverse.

1er cas: Calculons le nombre dont le logarithme est 1,57978.

On commence par chercher, dans la colonne « 0 » des tables, le nombre 57 (les deux premiers chiffres de la mantisse), puis, ensuite, sur les lignes horizontales, le groupe des trois chiffres suivants (978). Ceci fait, en partant du nombre 978 on suit la ligne horizontale vers la gauche et on lit dans la colonne « N », le nombre correspondant, soit 380.

La caractéristique est 1. Cela signifie que la virgule doit avoir (1 + 1) 2 chiffres à sa gauche; le nombre cherché sera donc 38,0.

Si le logarithme est 3,57978, la mantisse étant la même que celle de l'exemple précédent le nombre donné par les tables sera encore 380; par contre, la position de la virgule sera différente car une caracté-

ristique négative égale à 3 signifie que 3 — 1 = 2 zéros doivent prendre place devant 380. Le nombre cherché sera donc 0,00380.

2ème *cas*: Trouver le nombre dont le logarithme est 0,40824.

Dans la colonne « 0 » on cherche le nombre 40 et, sur les lignes horizontales on trouve le groupe de trois chiffres 824. Partant de ce chiffre, en suivant la ligne horizontale vers la gauche, on trouve, dans la colonne « N » le nombre 256. La caractéristique étant 0, cela signifie que la virgule doit être placée à 0+1 chiffre à droite du premier; le nombre cherché est donc 2,56.

3ème *cas*: Trouver le nombre dont le logarithme est 2,44778.

Dans la colonne « 0 » on cherche le nombre 44, tandis que le groupe 778 se trouve dans la colonne « 4 » sur les lignes horizontales. A gauche, dans la colonne « N » correspond le nombre 280, auquel nous ajouterons, à sa droite, le chiffre 4, ce qui nous donne 2804. La caractéristique étant 2, la virgule devra donc être placée après le 2 + 1 = 3ème chiffre à partir de la gauche. Le nombre cherché est donc 280,4.

4ème *cas*: Trouver le nombre dont le logarithme est 3,51553.

Dans la colonne « 0 » nous trouvons facilement les deux premiers chiffres de la mantisse, soit 51, tandis que nous ne pouvons pas trouver, sur les lignes horizontales des autres colonnes le groupe de trois chiffres, 553. Il est, en effet, compris entre les deux groupes (plus petit et plus grand) c'est-à-dire entre 548 et 561. La différence entre ces deux groupes est égale à 13, tandis que celle entre les trois chiffres de la mantisse donnée (553) et celle immédiatement inférieure (548) est égale à 5.

Dans la marge de la page de la table logarithmes, on trouve le tableau 13 représentant la différence tabulaire (c'est-à-dire celle entre deux logarithmes consécutifs dans la table). On cherche le nombre 5 dans la colonne de droite de ce petit tableau et l'on y trouve 5,2 qui s'en rapproche le plus. A ce dernier correspond dans la colonne de gauche, le chiffre 4. C'est ce dernier chiffre que nous devrons ajouter à droite du nombre donné par la mantisse par défaut pour obtenir l'antilogarithme de la mantisse donnée. C'est ainsi que, la mantisse par défaut 51 548 nous donnant 3 277, il faut placer le chiffre 4 à droite de ce qui nous donne 32 774 qui est l'antilogarithme de la mantisse donnée.

Il reste à déterminer la place de la virgule. La caractéristique négative du logarithme donné, 3, indique que le nombre cherché est un nombre décimal comptant deux zéros à droite de la virgule, en conséquence: antilog 3,51553 = 0,0032774

OPERATIONS AVEC LES LOGARITHMES

Multiplication

Pour multiplier deux quantités, à l'aide des logarithmes, on additionne les logarithmes et on cherche l'antilogarithme de la somme. Supposons que nous voulions multiplier 6 952 par 437; en suivant cette règle, nous aurons:

$$\begin{aligned}\log (6\,952 \times 437) &= \log 6\,952 + \log 437\\ &= 3{,}84211 + 2{,}64048\\ &= 6{,}48259\end{aligned}$$

et, ensuite:

antilog 6,48259 = 3 038 000 qui est effectivement le produit approximatif des deux nombres donnés.

Division

Pour diviser deux quantités, à l'aide des logarithmes, on soustrait leurs logarithmes respectifs et on cherche l'antilogarithme de la différence. Supposons que nous voulions diviser 3 422 par 827; en appliquant cette règle, nous aurons:

$$\begin{aligned}\log (3\,422 : 827) &= \log 3\,422 - \log 827\\ &= 3{,}53426 - 2.91751\\ &= 0{,}61677\end{aligned}$$

d'où:

antilog 0,61677 = 4,1378 qui est le quotient approximatif des deux nombres donnés

Puissance d'un nombre

Pour élever un nombre à une puissance quelconque, il suffit de multiplier l'exposant par le logarithme de la base, puis de chercher l'antilogarithme de ce produit. Supposons que nous voulions élever le nombre 354 à la puissance 8 (354^8). Au lieu de multiplier ce nombre sept fois par lui-même, on peut écrire:

$$\begin{aligned}\log 354^8 &= 8 \log 354\\ &= 8 \times 2{,}53782\\ &= 20{,}30256\end{aligned}$$

d'où:

antilog 20,30256 = 200 060 000 000 000 000 000 qui est la puissance approximative du nombre donné.

On conçoit que le calcul arithmétique (plus exact, il est vrai) aurait demandé un temps très supérieur.

Extraction d'une racine

Pour extraire la racine d'un nombre quelconque, il suffit de diviser le logarithme de ce nombre par l'indice de la racine et de chercher l'antilogarithme du quotient. Supposons que nous voulions calculer $\sqrt[3]{1{,}572}$; en appliquant la règle, nous aurons:

$$\begin{aligned}\log \sqrt[3]{1{,}572} &= \frac{1}{3} \log 1{,}572 = \log 1{,}572 : 3\\ &= \frac{1}{3}\ 0{,}19645 = 0{,}19645 : 3\\ &= 0{,}06548\end{aligned}$$

et:

antilog 0,06548 = 1,1620 qui est la racine cubique du nombre donné.

LOGARITHMES NATURELS

Pour calculer un logarithme naturel ou « Népérien » (dont la base est « e » au lieu de 10), on peut encore se servir des tables de logarithmes décimaux, en appliquant la formule de conversion ci-dessous.

Soit « A » le nombre dont on doit trouver le logarithme naturel, on a:

$$\log_e A = 2{,}3026 \log A$$

et, inversement:

$$\log A = 0{,}4343 \log_e A$$

Les calculs et les opérations qu'il est possible de faire avec les logarithmes naturels suivent les mêmes règles que celles énoncées plus haut les logarithmes de base 10.

Leçon n° 43

LA LAMPE A DEUX ELECTRODES - LES DIODES et leurs UTILISATIONS

Nous voici, finalement, parvenus à l'étude de la valve thermoïonique. Cela signifie que, après un examen approfondi de son fonctionnement, nous pourrons nous intéresser, en toute connaissance de cause, à la presque totalité des appareils électroniques: en fait, bien peu d'entre eux n'en utilisent pas.

Ce que nous venons de dire concerne également les appareils à transistors, car ceux-ci remplacent très souvent les lampes, remplissant les mêmes fonctions qu'elles, dans des circuits analogues.

Nous pouvons dire, en toute logique, que l'étude des lampes constitue la base fondamentale de l'étude des transistors, tant en ce qui concerne la théorie que leurs applications pratiques. La lampe est, de ce fait, un des composants de base des appareils électroniques. On peut affirmer, sans se tromper, que les énormes progrès accomplis dans notre technique, en un nombre d'années relativement peu élevé, sont dûs à l'invention, aux applications et aux perfectionnements successifs de la lampe thermoïonique.

Cet élément extrêmement important de l'appareillage électronique, dans ses innombrables formes actuelles, est le fruit de recherches, de découvertes et d'inventions d'un grand nombre de savants et de techniciens. Pour analyser les développements successifs depuis l'origine, c'est-à-dire à partir de la découverte des phénomènes de base jusqu'aux perfectionnements les plus récents, il nous faudrait entreprendre une longue étude qui déborderait largement du cadre que nous nous sommes tracés. Pour résumer, et en nous plaçant sur le plan pratique, on peut affirmer que la radiotechnique moderne trouve son origine à la fin du siècle dernier, quand Thomas A. Edison, en 1883, fit ses premières expériences célèbres sur la lampe à filament incandescent.

DEVELOPPEMENT DE LA LAMPE A DEUX ELECTRODES

La lampe à filament incandescent d'Edison peut être considérée, dans un certain sens, comme le « prototype » ou « l'ancêtre » de la lampe électronique moderne. Edison s'aperçut que, avec le temps, un dépôt noir se formait sur la face intérieure de l'ampoule de verre de la lampe à incandescence. Au cours de ses recherches entreprises pour expliquer ce phénomène, il fut amené à placer, à l'intérieur de la lampe, un deuxième conducteur relié à une petite plaque métallique placée face au filament, construisant ainsi la première diode. Ayant relié cette plaque au pôle positif de la pile de chauffage du filament, il remarqua qu'un galvanomètre, placé en série dans cette liaison, indiquait le passage d'un courant à travers l'espace vide situé entre le filament et la plaque (voir **figure 1**). Normalement, ce dispositif forme un circuit ouvert, puisqu'il n'y a aucun contact direct entre les deux éléments contenus dans l'ampoule. D'après les connaissances que l'on avait, à l'époque, sur le fonctionnement des circuits électriques, ce passage du courant qui se produisait entre deux points isolés (dans une ampoule vide d'air), était un phénomène parfaitement incompréhensible. Edison ne put pas trouver une explication satisfaisante pour ce phénomène qui pourtant reste connu sous le nom de « Effet Edison ».

Plus tard, en 1899, une explication en fut donnée par un savant anglais Sir J. Thomson. Il proposa, à cette occasion, une théorie d'après laquelle des particules négatives d'électricité, appelées électrons, étaient émises par le filament de la lampe d'Edison, lorsque que ce filament était porté à l'incandescence par le passage d'un courant électrique. En outre, ces électrons, à cause de leur charge négative, étaient attirés par la plaque portée à un potentiel positif. En conséquence, tant que le filament était maintenu à une certaine température, un passage d'électron se faisait entre lui et la plaque. Ce mouvement d'électrons produisait un véritable courant électrique qui constituait, en quelque sorte, un « pont de communication » entre les deux électrodes. Celui-ci réunissait donc le filament à la plaque, à travers le vide, fermant ainsi le circuit.

La découverte de Thomson fut connue sous le nom de Théorie Electronique. Comme nous l'avons vu dans la 4ème Leçon, d'après cette théorie, l'atome d'une substance quelconque est considéré comme constitué par des particules infiniment petites, ou encore par des charges singulières formées de particules négatives, ou électrons, tournant sur des orbites autour d'un noyau central, lui-même constitué par des particules positives appelées protons. La cohésion de l'ensemble étant maintenue par la force d'attraction. Dans certaines conditions, comme par exemple sous l'effet d'une forte température, certains des électrons contenus dans des éléments déterminés peuvent être libérés. Cette théorie — extrêmement importante — a été le point de depart de nombreuses recherches et a permis de faire de grands progrès dans le développement de la lampe électronique.

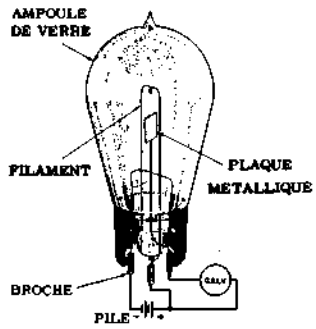


Fig. 1 - Le passage du courant entre un filament incandescent et une plaque métallique est le phénomène découvert par Edison.

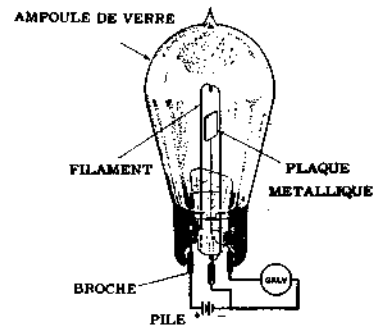


Fig. 2 - Fleming découvrit que, en reliant la plaque métallique au pôle négatif de la pile le courant cessait de passer.

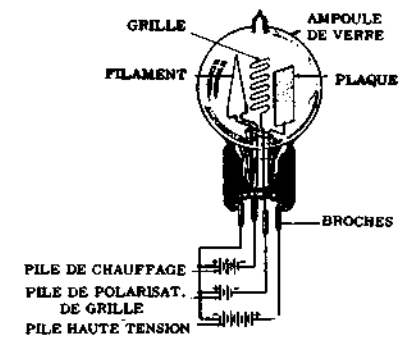


Fig. 3 - En plaçant une troisième électrode, appelée « grille », sur le parcours des électrons, L. de Forest inventa la triode.

Partant des connaissances ainsi acquises, d'autres savants poursuivirent les recherches. Parmi les étapes successives, une des plus importantes fut l'oeuvre du savant anglais J.A. Fleming qui étudia et réalisa pratiquement la première lampe électronique véritable. Fleming remarqua que, dans la lampe réalisée par Edison, lorsque la plaque était reliée au pôle négatif de la pile, comme le montre la **figure 2** — au lieu de l'être au pôle positif — l'intensité du courant tombait à zéro, le courant cessait de passer. Ce phénomène est à la base de la découverte du fonctionnement de ce dispositif comme élément redresseur; en effet, grâce à cette propriété, la lampe à deux électrodes d'Edison pouvait être employée pour convertir un courant continu. Fleming baptisa du nom de « valve » sa version modifiée de la lampe à deux électrodes d'Edison et ce nom est resté d'usage courant de nos jours.

Nous remarquerons, incidemment, que trop souvent on emploie le terme « tube » au lieu du terme « valve » ce qui est impropre et peut conduire à des équivoques, étant donné que — en électronique — le mot « tube » désigne plus particulièrement un autre organe que nous étudierons en son temps.

C'est ainsi que Fleming construisit un dispositif détecteur donnant de meilleurs résultats que le détecteur à cristal, assez peu sensible, utilisé par Guglielmo Marconi dans son récepteur. En effet, le détecteur à cristal avait été développé parallèlement à la lampe, par de nombreux expérimentateurs (les travaux de Branly étant à la base de ces découvertes) et c'est ainsi que, à la suite des expériences faites par de nombreux prédécesseurs, Marconi réalisa en 1901 l'historique transmission du signal correspondant à la lettre S de l'alphabet Morse (3 points) à travers l'Océan Atlantique.

Avec l'avènement de la valve de Fleming les deux branches principales des recherches se trouvèrent réunies et de cette époque date l'origine du développement de la technique Radio-électrique.

La valve de Fleming comportait, en tout, deux électrodes: un **filament** dont le rôle était d'émettre des électrons lorsqu'il était porté à l'incandescence et une **plaque** qui attirait ces électrons lorsqu'elle était portée à un potentiel positif. Cette valve fut, pendant quelques années, le seul dispositif électronique employé et il semblait que le progrès des communications par la télégraphie sans fil avait atteint une limite qui ne pouvait être dépassée, compte tenu des méthodes et des moyens disponibles pour transmettre et recevoir les signaux Radio.

Les émetteurs les plus puissants, construits jusqu'alors, permettaient de transmettre des signaux pouvant être reçus à des milliers de kilomètres, mais la réception était encore précaire et incertaine. La portée et la qualité des communications radio-électriques ne pouvaient être augmentées que par un dispositif qui permettrait d'amplifier les très faibles signaux reçus.

C'est la lampe à trois électrodes inventée par Lee De Forest, en 1907, qui permit la réalisation de ce dispositif amplificateur. Plus tard, encore, les perfectionnements ultérieurs apportés à ce type de lampe, rendront possible la réception de signaux des millions de fois plus faibles, beaucoup trop faibles pour pouvoir être reçus sans une amplification préalable.

De Forest, en plaçant une troisième électrode, en forme de spirale, dans l'espace situé entre le filament et la plaque de la valve de Fleming, inventa la lampe amplificatrice (**figure 3**). Il appela cette troisième électrode: **grille de commande.**

Cette grille de commande permettait de réaliser un dispositif amplificateur par le fait qu'un courant plaque relativement important pouvait être commandé par de faibles variations de la tension de polarisation de cette grille, sans qu'il soit nécessaire de dissiper une puissance importante dans le circuit de commande.

De Forest appela « **audio** » sa lampe à trois électrodes; par la suite elle fut débaptisée et on lui substitua le nom de « **triode** », qu'elle porte encore de nos jours (et qui signifie trois électrodes). Cette lampe constituait un progrès important sur la valve à deux électrodes, appelée **diode.**

La lampe électronique est donc formée d'une ampoule de verre, dans laquelle on fait le vide, et conte-

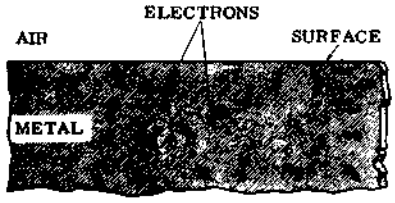


Fig. 4 A - Les électrons, bien que doués d'un mouvement propre, ne peuvent s'éloigner de la surface du métal auquel ils appartiennent, car leur vitesse est insuffisante pour vaincre la force d'attraction du noyau.

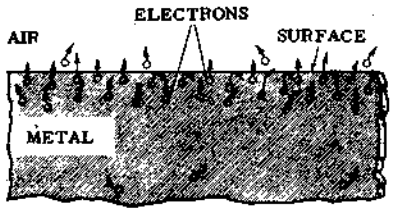


Fig. 4 B - Si l'on augmente la température du métal, les électrons peuvent atteindre une vitesse suffisante pour que — par la force centrifuge — s'éloignant de leurs noyaux, ils puissent quitter la surface du métal: c'est l'« émission thermoïonique.

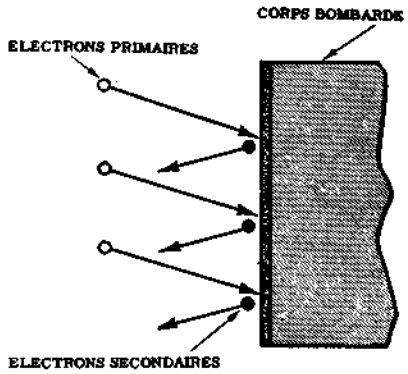


Fig 5 - Exemple d'émission « secondaire » provoquée par un bombardement électronique. Les électrons primaires déterminent l'extraction des électrons secondaires.

nant les diverses électrodes: filament, grille, plaque. Quand des tensions déterminées sont appliquées à ces électrodes, un courant d'une certaine intensité passe à travers l'espace filament-plaque. Grâce à la facilité avec laquelle on peut contrôler ce courant, la lampe peut remplir les fonctions suivantes: amplifier un signal haute fréquence, mélanger des signaux de fréquences différentes; redresser un courant alternatif pour le transformer en courant continu pulsé; détecter les signaux: amplifier les signaux basse fréquence; produire des signaux de fréquences diverses.

THEORIE DE L'EMISSION ELECTRONIQUE

Nous savons déjà que les métaux peuvent conduire l'électricité parce que certains de leurs électrons ne sont pas rigidement attachés aux atomes dont ils font partie, mais, au contraire, peuvent se déplacer dans le conducteur sous forme « d'électrons libres », et provoquer la naissance d'un courant dès que le conducteur est soumis à une différence de potentiel.

Ces électrons sont, en outre, doués d'un mouvement propre dont la vitesse augmente avec la température du conducteur: à la température normale, les électrons ne peuvent quitter la surface du métal auquel ils appartiennent, car leur vitesse est insuffisante pour vaincre, par la force centrifuge, la force d'attraction exercée sur eux par le noyau de l'atome. Par contre, à partir d'une certaine température les électrons atteignent une vitesse telle qu'elle leur permet de vaincre cette force d'attraction et de se dégager du conducteur dont ils font partie (**figure 4**).

L'énergie nécessaire pour produire ce phénomène est généralement fournie sous forme de chaleur: la quantité nécessaire pour libérer les électrons dépend de la nature du métal employé.

L'émission d'électrons par une substance portée à une certaine température prend le nom d'**émission thermoïonique**. Le corps à partir duquel les électrons se détachent est appelé **émetteur** ou **cathode**. Il convient d'ajouter que la quantité d'électrons libérés de la surface de la cathode croît avec l'augmentation de la température et avec la diminution de la pression atmosphérique régnant autour de la cathode. C'est ainsi que si celle-ci est placée dans une enveloppe hermétiquement close, dans laquelle le vide a été fait, elle devient une source d'électrons lorsqu'on la porte à une température élevée.

L'émission thermoïonique ou thermo-électrique est parfois appelée « émission primaire » pour la distinguer d'un autre type d'émission d'électrons dite « émission secondaire ».

La première est une émission directe d'électrons produits par une cathode chauffée placée dans le vide, tandis que la seconde a lieu lorsqu'une surface est bombardée par des électrons provenant d'une émission primaire (**figure 5**). Quand, par exemple, un courant d'électrons frappe à grande vitesse une surface métallique, il cède aux électrons de cette surface une quantité d'énergie suffisante pour que ceux-ci puissent se libérer de la barrière de potentiel et, bien que sur la figure on ait indiqué un seul électron libéré pour chaque électron primaire incident, en réalité leur nombre peut être plus élevé selon le type de métal: c'est le phénomène utilisé pour la production des Rayons X employés en médecine et dans l'industrie.

La lumière, elle-même, peut produire une émission électronique, car étant une radiation électromagnétique, elle est également une forme d'énergie. Ce phénomène a été brièvement mentionné dans notre 14ème leçon et, étant donné qu'il sort, pour le moment, du cadre de notre sujet, nous indiquerons simplement qu'il existe certaines substances, dites « photosensibles » qui émettent des électrons lorsqu'elles sont frappées par des rayons lumineux. Comme cela se produit avec la température, pour l'émission thermoïonique, la quantité d'électrons émis par une substance photosensible est appelée « émission photo-électrique », elle sert de base à de nombreux dispositifs couramment utilisés comme, par exemple: le lecteur de la piste sonore des films, les appareils d'alarme, les contacteurs électromécaniques, les dispositifs pour l'ouverture et la fermeture des portes, la Télévision, etc...

Il existe encore un autre type d'émission électroni-

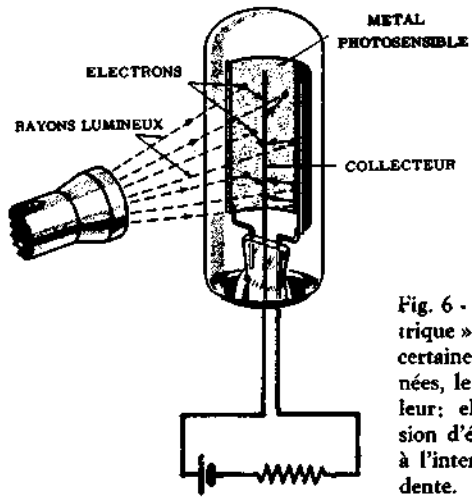


Fig. 6 - Phénomène « photoélectrique ». La lumière produit sur certaines substances déterminées, le même effet que la chaleur; elle provoque une émission d'électrons proportionnelle à l'intensité de la lumière incidente.

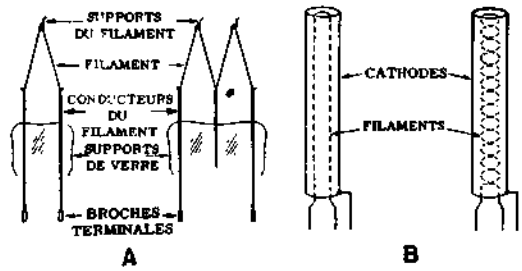


Fig. 7 - La cathode, c'est-à-dire l'élément qui, étant chauffé, émet des électrons peut être constituée, comme en A, par un filament (chauffage direct) ou bien — comme en B — par un petit tube recouvert d'oxydes, chauffé indirectement par un filament qui, dans ce cas, n'a plus aucune fonction électronique directe (chauffage indirect).

que, l'émission à cathode froide, produite par la force d'attraction exercée par une forte tension électrique, c'est-à-dire une différence de potentiel élevée, entre deux corps métalliques. Mais, étant donné que cette émission ne peut se produire que sous des tensions très fortes, elle n'est utilisée que pour des buts bien déterminés, que nous n'avons pas à étudier ici, comme, par exemple, la métallisation sous le vide de substances non-conductrices.

Types de cathodes

Il y a peu de substances susceptibles d'être portées, sans fondre, à la température nécessaire pour obtenir une émission électronique utilisable; parmi elles on trouve: le tungstène, le thorium, l'oxyde de baryum et d'autres oxydes similaires que l'on dépose, à cet effet, sur une surface métallique). Ce sont, ces substances qui sont employées couramment pour la fabrication des cathodes des lampes thermoïoniques.

Le tungstène est un émetteur d'électrons très robuste et de longue durée, mais il faut lui fournir une grande quantité d'énergie pour qu'il atteigne la température élevée nécessaire pour une bonne émission électronique. Pour cette raison, les cathodes en tungstène sont uniquement employées dans les lampes d'émission de grande puissance. Le filament de tungstène thorié est formé par un support en tungstène recouvert d'une mince couche de thorium dont l'épaisseur est « monomoléculaire », c'est-à-dire égale à celle d'une seule molécule; il possède l'avantage de fournir une émission électronique abondante sous une température inférieure à celle nécessaire au tungstène pur. Les filaments (ou cathodes) de ce type sont employés pour la construction de lampes fonctionnant sous des tensions plaque comprises entre 500 et 5 000 volts.

Enfin, les cathodes recouvertes d'oxydes sont constituées par un mince support métallique (généralement en nickel) recouvert d'un mélange d'oxydes de baryum et de strontium, déposé en une couche monomoléculaire; elles ont un bon rendement et une longue durée de fonctionnement et sont, pour ces raisons, employées pour la construction de la plus grande partie des lampes de réception.

Chauffage de la cathode

Les cathodes peuvent être à chauffage **direct** ou **indirect**. Dans le premier cas, elle est constituée par le filament lui-même comme le montre la section **A** de la **figure 7**. Le chauffage est produit par le passage du courant d'alimentation du filament qui est porté à l'incandescence comme celui d'une lampe d'éclairage ordinaire. Dans ce cas, le filament lui-même est l'électrode émettrice d'électrons. Le second type est constitué par un petit tube métallique (généralement en nickel) recouvert d'une couche d'oxyde à fort pouvoir émissif, isolé du filament proprement dit qui passe en son centre. Le chauffage de la cathode est provoqué par l'incandescence du filament (**figure 7 B**).

L'émission électronique augmente avec la température; toutefois, si l'intensité du courant de chauffage est trop forte, le filament fond et se coupe. L'intensité du courant, de même que la tension de chauffage sont indiquées par le constructeur des lampes et, pour une utilisation correcte, ces valeurs doivent toujours être respectées. En outre, puisque la température du filament augmente lorsque l'intensité du courant le parcourant devient plus forte, l'émission électronique augmente jusqu'à une valeur maximum qui ne peut être dépassée: on atteint ainsi le « courant critique », lequel à son tour, détermine la « température critique ».

Toutes les lampes sont désignées suivant un code spécial comportant des lettres et des chiffres. C'est ainsi que dans les appellations américaines, le premier chiffre indique la tension de chauffage du filament. Dans les lampes de fabrication européenne, cette tension est indiquée par une lettre. Par exemple, la lampe 6L6 (américaine) a une tension de chauffage de 6 volts environ (exactement 6,3 volts) et la lampe EF42 (européenne) a également une tension de chauffage de 6,3 volts, désignée par la lettre E qui est la première lettre de code de toute une série de lampes chauffées sous une tension de 6,3 V.

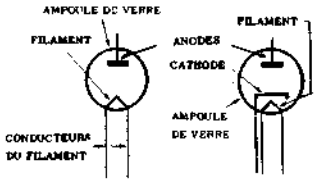


Fig. 7 bis - Les éléments constitutifs d'une diode sont représentés symboliquement comme l'indique la figure, sur les schémas des appareils électroniques. A gauche, diode à chauffage direct; à droite, diode à chauffage indirect.

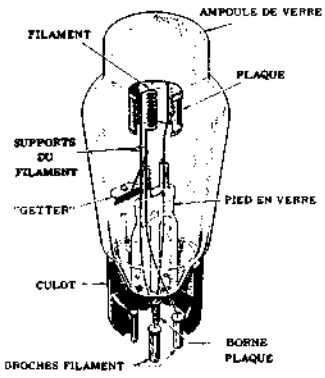


Fig. 8 - Structure complète d'une lampe diode. Le « getter » sert à absorber les résidus gazeux.

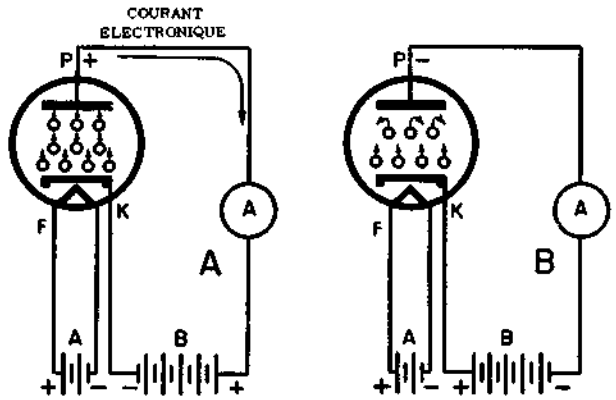


Fig. 9 - Une diode n'est conductrice, entre cathode et plaque, que lorsque cette dernière est positive par rapport à la cathode; dans le cas contraire, le circuit est ouvert.

Tension maximum de pointe entre filament et cathode

Une des principales différences existant entre les lampes à chauffage indirect et celles à chauffage direct est que, dans les premières, les fluctuations éventuelles du courant de chauffage ne produisent aucune variation du courant électronique. Cela est dû au fait que la masse de la cathode, une fois portée à l'incandescence par le filament, a une inertie suffisante pour conserver sa puissance émissive même si le chauffage est interrompu pendant un bref instant. Cette inertie n'existe pas lorsque la lampe est du type à chauffage direct; dans ce cas, tout comme dans une lampe d'éclairage, le filament est porté à l'incandescence dès que la tension de chauffage est appliquée, il s'éteint de même dès que cette tension est interrompue.

Par contre, alors que la lampe à chauffage direct peut fonctionner dès que la tension de chauffage est appliquée à son filament, la lampe à chauffage indirect, toujours à cause de l'inertie de la cathode, exige un certain temps (30 secondes environ) pour atteindre sa température de fonctionnement. C'est la raison pour laquelle les récepteurs de radio d'usage courant, à l'exception de ceux alimentés par piles ou des modèles récents à transistors, ne fonctionnent que quelques secondes après avoir été — comme on dit — « allumés ».

Nous dirons, enfin, que l'emploi de lampes amplificatrices à chauffage indirect est obligatoire dans le cas où l'alimentation des filaments se fait en courant alternatif. En effet, avec les lampes à chauffage direct, le filament serait soumis à une tension alternative et l'émission électronique suivrait les variations du courant, ce qui se traduirait par un ronflement à la fréquence du courant du secteur (50 périodes, en général).

Il est important de noter que, dans le cas d'utilisation de lampes à chauffage indirect, il faut éviter que la cathode soit portée à un potentiel trop élevé par rapport au filament (en raison de la faible distance existant entre ces deux éléments) et l'on doit toujours respecter les indications données par le constructeur. Ce potentiel varie suivant le type de lampe et il représente la tension maximum pouvant exister, même pendant un court instant, entre les deux électrodes, sans que se produise un arc. Comme nous l'avons dit, cette tension est indiquée dans les notices énonçant les caractéristiques des lampes; en règle générale, elle n'excède pas 90 volts pour les lampes classiques employées en réception.

La plaque

Les électrons libérés par la cathode gravitent autour de celle-ci, à l'intérieur de la lampe. Si dans l'ampoule se trouve placée une plaque métallique portée à un potentiel positif, par rapport à la cathode, les électrons, sont attirés par elle.

Dans une lampe électronique, la plaque, également appelée « anode », est constituée par un cylindre métallique (de nickel, molybdène, tungstène, cuivre, fer ou tantale) ou de graphite, entourant la cathode à une certaine distance de celle-ci (voir **figure 8**).

LA DIODE

Le type le plus simple de lampe thermoïonique est la diode, appelée ainsi parce qu'elle comporte deux électrodes: un émetteur ou cathode et une plaque.

Ce type de lampe, comme tous ceux dont nous nous occuperons par la suite, peut être à chauffage direct ou indirect. Dans les deux cas, d'ailleurs, leur fonctionnement est le même. La figure 8 représente une diode vue en coupe et donne les symboles schématiques des deux types, celui à chauffage direct et celui à chauffage indirect.

Fonctionnement

Quand la plaque d'une diode est reliée au pôle positif d'une pile et la cathode au pôle négatif, la première est portée à un potentiel positif par rapport à la seconde. Etant donné que les électrons émis par la cathode sont des particules négatives, ils sont attirés par la plaque, comme le montre la **figure 9 - A.**

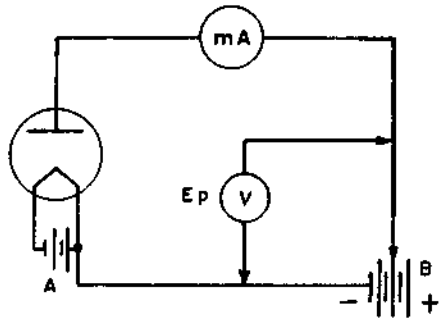


Fig. 10 A - En relevant les indications fournies par le voltmètre « V » et le milliampèremètre « mA » — pour diverses positions de la prise sur la pile « B » — on peut tracer la courbe caractéristique de la diode. (courbe 1 de la figure 11).

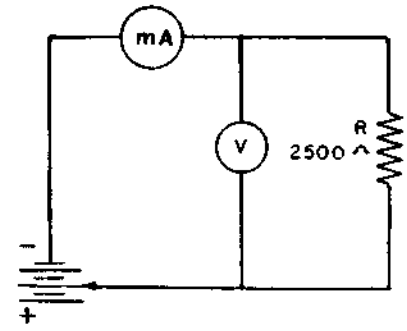


Fig. 10 B — La même opération peut être faite en remplaçant la diode par une résistance R. On obtient la courbe (2) de la figure 11.

Ces électrons vont donc de la cathode vers la plaque, à l'intérieur de l'ampoule, et, en traversant la pile, retournent à la cathode. Ce flux d'électrons donne naissance à un courant, appelé courant plaque ou **courant anodique**, qui peut être mesuré par un milliampèremètre « A » placé dans le circuit plaque.

Si l'on intervertit les pôles de la pile, la plaque devient négative par rapport à la cathode, comme le montre la **figure 9-B**. Dans ce cas, la plaque n'exerce plus aucune attraction sur les électrons, mais bien au contraire les repousse vers la cathode: le courant cesse donc de passer. De ce qui précède on peut en déduire **que la diode est conductrice quand sa plaque est positive par rapport à sa cathode et non conductrice dans le cas contraire**. Ceci permet de l'employer pour deux fonctions importantes: le redressement et la détection.

Nous nous occuperons, en premier lieu, de son utilisation en tant que redresseuse de courant, tandis que la fonction détectrice, à laquelle nous avons déjà fait allusion dans une leçon précédente (détecteur à cristal), sera examinée en détail par la suite.

Courbes caractéristiques

Une courbe caractéristique est un graphique représentant le comportement d'un dispositif déterminé. Dans notre cas, cette courbe représente les variations du courant anodique en fonction de la tension appliquée aux électrodes et inversement. Les symboles adoptés sont respectivement: I_D pour le courant plaque et E_P pour la tension plaque; on peut donc dire que la courbe caractéristique d'une diode est une courbe E_P—I_P. Le courant plaque n'est autre chose que l'intensité du courant traversant la diode. La tension plaque est la différence de potentiel existant entre la plaque et la cathode.

La courbe caractéristique d'une diode est relevée en appliquant une tension variable à sa plaque, comme indiqué sur la **figure 10-A**. Dans celle-ci, le voltmètre «V» mesure la tension plaque aux divers branchements effectués sur la pile. Le milliampèremètre « mA » mesure l'intensité du courant correspondant aux différentes tensions. Quand le voltmètre indique « zéro », le courant anodique est également nul. Quand la tension plaque augmente, au fur et à mesure que la prise sur la batterie est déplacée du « — » vers le « + », le courant anodique augmente également.

La **figure 10-B** représente un circuit servant à tracer la courbe I-E d'une simple résistance.

Les valeurs de E_P et de I_D de la diode pour diverses prises de tension sur la pile sont portées sur le graphique de la **figure 11** (courbe 1). Les valeurs de E et de I relevées en appliquant ces mêmes tensions à une résistance de 2 500 ohms, sont indiquées sur ce graphique (courbe 2). On voit que, à l'exception des coudes aux deux extrémités, la courbe de la diode est une ligne droite. Cela signifie que, à chaque augmentation de la tension plaque, un plus grand nombre d'électrons est attiré par elle. Quand E_P atteint 175 volts, la courbe commence à s'infléchir et elle devient sensiblement horizontale pour une tension plaque de 200 volts. A partir de ce point, I_P n'augmente plus quand on augmente E_P, à moins que l'on augmente la température de la cathode, pour accroître l'émission électronique. Ceci n'est pas à conseiller car la vie de la lampe s'en trouverait abrégée.

Deux termes sont fréquemment employés pour caractériser une courbe: **linéaire** et **non linéaire**. La signification du premier est clairement illustré sur la **figure 12-A**. Par exemple, si on applique une tension continue aux bornes d'une résistance, la relation existant entre la tension (première grandeur) et le courant (deuxième grandeur) est, nous le savons déjà, représentée par une ligne droite inclinée. Si une des deux grandeurs varie la seconde varie d'une manière directement proportionnelle: cette relation est dite « linéaire » dans toute la gamme des variations possibles.

Dans un tel cas, le terme « courbe » est impropre car la représentation graphique du phénomène n'est pas une courbe, mais une ligne droite. En ce qui concerne les caractéristiques des lampes, on peut dire que la courbe représentative de la relation tension-courant n'est pas toujours linéaire sur toute sa longueur, comme nous venons de le voir pour la diode.

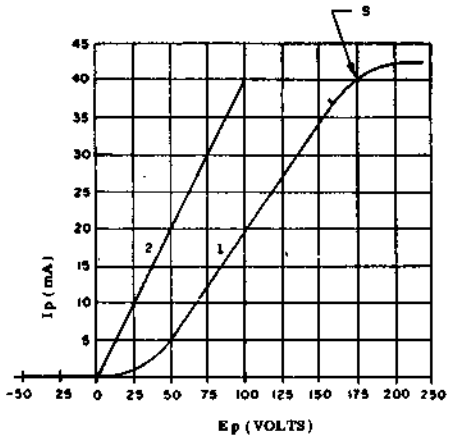


Fig. 11 - Courbes des fonctions « E_p, I_p » pour une diode (1) et une résistance (2).

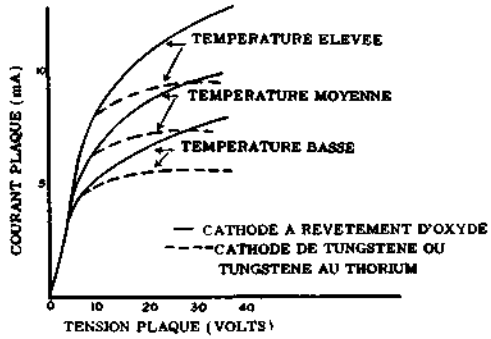


Fig. 11 bis — Relations entre la tension et le courant de plaque pour une diode thermoïonique, pour des valeurs différentes de température et pour cathode de nature physique différente.

La **figure 12-B** montre un type de courbe que l'on rencontre communément dans l'étude des caractéristiques d'une lampe électronique. Cette courbe, en partant de son origine, en bas à gauche, est «non-linéaire» sur une partie de son tracé correspondant aux faibles valeurs de tension et de courant. Elle devient, ensuite, « linéaire » sur une certaine longueur puis redevient non linéaire. Il est extrêmement important que le lecteur apprenne à distinguer les parties linéaires et non-linéaires d'une courbe caractéristique, car nous y ferons de fréquentes allusions, par la suite, lorsque nous traiterons de la détection et de l'amplification.

Le défaut de linéarité au début de la courbe est dû à la **charge spatiale** des électrons libres errants autour de la cathode. Dès que la tension anodique positive atteint une valeur suffisante pour attirer tous les électrons, ce phénomène disparaît et la courbe devient rectiligne.

Comme nous l'avons précédemment indiqué, l'augmentation du potentiel de la plaque provoque une augmentation du courant anodique jusqu'à un point dit de **saturation**, marqué S sur la courbe de la figure 11. Passé ce point (c'est-à-dire au-delà de cette tension anodique), nous avons dit qu'une augmentation de la tension plaque ne produit plus aucune augmentation du courant, car la cathode ne peut pas émettre un plus grand nombre d'électrons. A partir de ce point, la partie supérieure de la courbe reprend une allure non-linéaire, comme celle du début.

Ce phénomène ne peut se produire avec une simple résistance, car les électrons qui la parcourent proviennent directement de la source d'alimentation; l'unique condition imposée est que l'intensité du courant ne dépasse pas la valeur maximum pouvant être tolérée par la résistance, intensité qui est fonction de sa puissance de dissipation en watts. Par contre, dans une lampe, étant donné que le passage du courant n'est rendu possible que grâce à l'émission d'électrons par la cathode, l'intensité maximum du courant est fonction des possibilités d'émission de la cathode elle-même, possibilités évidemment limitées.

La courbe caractéristique d'une lampe à une très grande importance; elle montre exactement comment fonctionne une diode dans un circuit déterminé. Dans la partie rectiligne de la courbe, la diode se comporte comme une résistance ordinaire, ainsi qu'on peut le voir en comparant sa courbe caractéristique (1) avec celle d'une résistance (2), sur la figure 11. En d'autres termes, dans ces limites, la diode fonctionne comme une résistance qui permet le passage d'un courant proportionnel à la tension appliquée. La seule différence entre la diode et une résistance réside dans le fait que dans la diode le courant ne peut passer que dans un seul sens et que sa résistance propre n'est constante que dans les limites de fonctionnement indiquées par la partie linéaire de la courbe caractéristique.

Courbes multiples ou « familles de courbes »

D'une manière générale, le fabricant de lampes électroniques donne, pour chaque type de lampe, un certain nombre de courbes dont le but est de montrer les relations existant entre deux mêmes grandeurs dans des conditions différentes de fonctionnement. Un groupe de courbes figurées toutes sur le même graphique, constitue une **famille de courbes**, dont la **figure 13** donne un exemple. On y a représenté différentes courbes du courant plaque (courant anodique) en fonction de la tension plaque, pour trois températures différentes de la cathode. Pour une valeur déterminée de la tension plaque, le courant anodique atteint son intensité maximum sur la courbe A, qui est celle tracée à la température maximum de la cathode. La courbe B montre la variation du courant plaque pour une température à peine suffisante pour produire une émission électronique appréciable.

Les courbes caractéristiques, ou familles de courbes, publiées par les constructeurs de lampes concernent, en général, l'intensité du courant passant dans la lampe. La plus courante est celle donnant la valeur de cette intensité en fonction de la tension positive appliquée à la plaque de la lampe. Il existe, toutefois, d'autres types de courbes, simples ou complexes, dont nous nous occuperons au fur et à mesure que nous progresserons dans l'étude des lampes.

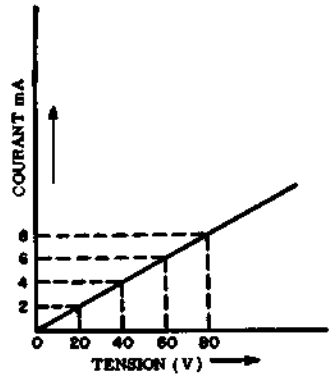


Fig. 12 A - « Courbe » à caractéristique « linéaire ». Si l'on fait varier une des grandeurs, l'autre varie d'une manière directement proportionnelle. Le terme «courbe » est évidemment impropre, dans ce cas.

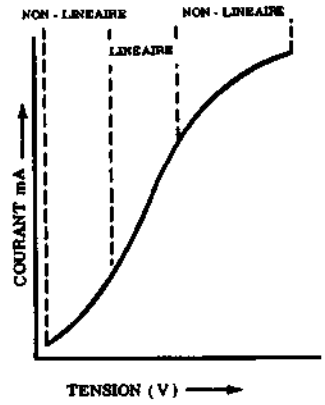


Fig. 12 B - Courbe à variation linéaire et non-linéaire: elle est caractéristique d'une diode. La non-linéarité de la partie inférieure est due à la «charge spatiale», celle de la partie supérieure à la « saturation ».

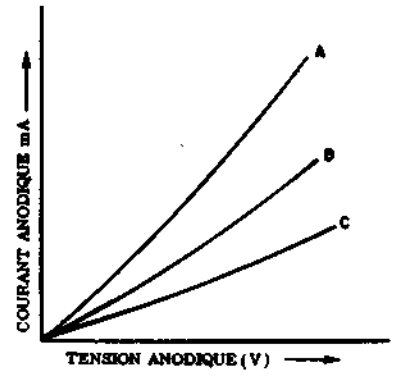


Fig. 13 - Plusieurs courbes sur un même graphique donnent une « famille de courbes ». Dans ce cas, A, B et C sont les courbes E_p - I_p relevées à diverses températures de la cathode de la même lampe.

La résistance interne

La résistance propre d'une diode (appelée résistance interne) peut être calculée par la loi d'Ohm, au moyen de la formule: $R = E : I$ dans laquelle R est la résistance interne en ohms, E la tension anodique en volts et I le courant anodique en ampères.

En chaque point de la courbe caractéristique, il existe un courant d'intensité I_p, correspondant à une tension plaque déterminée, E_p. En conséquence, la résistance interne R_p est donné, en chaque point de la courbe, par la relation: $R_p = E_p : I_p$.

La résistance de plaque (ou résistance interne) de la plupart des lampes diodes est d'environ 500 ohms, quand la diode est conductrice, c'est-à-dire quand sa plaque est positive par rapport à sa cathode. Par contre, quand la tension plaque est inférieure à celle de la cathode, la diode ne conduit plus et le courant I_p est nul. Dans ce cas, la résistance de plaque est infinie. Il est intéressant de noter qu'une diode fonctionne à la manière d'un interrupteur: ouvert quand la plaque est positive et fermé quand la plaque est négative. C'est ainsi que, si la polarité de sa tension anodique s'inverse rapidement, la diode fonctionne comme un interrupteur qui s'ouvre et se ferme à la même fréquence que celle de la tension plaque.

La diode en redresseur d'une alternance

La diode est principalement employée au redressement du courant alternatif, pour le convertir en courant continu. Ceci est rendu possible par le fait que, comme nous l'avons vu plus haut, la diode ne permet le passage du courant que dans un seul sens. C'est ainsi que, si l'on applique un potentiel alternatif à sa plaque, le courant ne passera que pendant l'alternance durant laquelle la plaque est positive par rapport à la cathode.

La **figure 14** donne le schéma de montage d'une diode employée au redressement d'une alternance. Le primaire du transformateur est relié au réseau de distribution de l'énergie électrique. Des deux secondaires, celui à basse tension fournit l'énergie nécessaire au chauffage du filament, tandis que l'autre, à haute tension, délivre la tension à redresser. La charge (ou circuit d'utilisation) est reliée, d'une part, à une extrémité du secondaire à haute tension et, d'autre part, au filament (ou cathode) de la diode.

L'autre extrémité du secondaire haute tension est directement reliée à la plaque. La haute tension (produite par le transformateur dont le secondaire comporte plus de tours que le primaire) rend la plaque successivement positive et négative selon l'alternance de la tension. Lorsque le secteur alternatif est branché aux bornes du primaire du transformateur, les deux extrémités de l'enroulement à haute tension deviennent successivement négatives et positives (par rapport au filament) pendant chaque cycle de la tension alternative. Etant donné que la diode ne permet le passage du courant que pendant l'alternance rendant sa plaque positive par rapport au filament, il s'ensuit que le courant ne passe que pendant la moitié de chaque cycle. Donc, si la tension appliquée à la plaque est de la forme indiquée sur la figure **14-B** (courant sinusoïdal), le courant redressé, passant dans la charge, a l'allure représentée sur la figure **14-C** (courant de sortie).

La courbe caractéristique d'une diode montre pour quelle raison le redressement se produit. La **figure 15** reproduit la courbe E_p—I_p d'une diode, une tension alternative d'entrée (sinusoïdale) et le courant continu (pulsé) de sortie.

Au commencement du cycle, la plaque de la diode est au potentiel zéro. Dès que la tension alternative commence sa phase ascendante (alternance positive), la plaque prend successivement les valeurs positives de A à B et C, y compris toutes les valeurs intermédiaires non représentées pour la clarté du dessin. Il s'ensuit le passage d'un courant qui prend les valeurs correspondantes A', B' et C'. Puis, pendant l'alternance CDE, la plaque devient négative; de ce fait aucun courant ne passe dans la charge et la tension de sortie est nulle. En conséquence, on recueille à la sortie du redresseur une série d'impulsions de courant, séparées par des intervalles égaux où le courant est nul.

Pour niveler ces impulsions, de façon à éliminer les

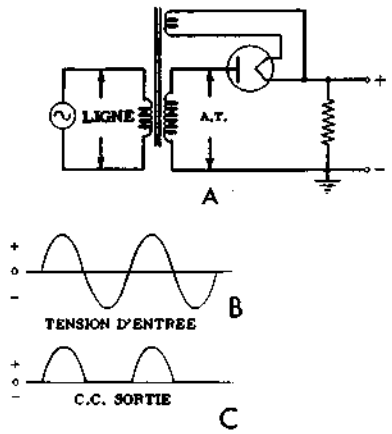


Fig. 14 - Montage d'une diode en redresseur demi-onde et forme de la tension à la plaque (en B) et à la sortie (en C).

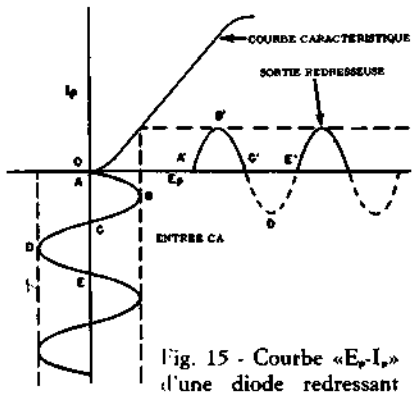


Fig. 15 - Courbe «E_p-I_p» d'une diode redressant une tension sinusoïdale. Elle met en évidence les intervalles durant lesquels on a aucun courant à la sortie du redresseur.

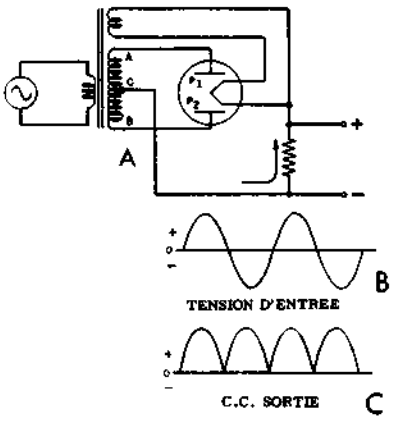


Fig. 16 - Double diode montée en redresseur des deux alternances et formes des tensions, à la plaque (en B) et à la sortie (en C).

intervalles et les différences d'amplitude, on utilise un filtre approprié, placé à la sortie du redresseur avant la charge, et constitué, généralement, d'un ensemble de condensateurs, d'impédances ou de résistances. Toutefois, en raison de la suppression totale d'une alternance, la tension redressée par une seule diode ne peut être filtrée aussi efficacement que celle fournie par un redressement des deux alternances (deux diodes).

La diode en redresseur des deux alternances

Le redressement des deux alternances d'un cycle de courant alternatif se fait au moyen de deux diodes. Ces dernières peuvent d'ailleurs être réunies dans une même lampe appelée « double diode »; chaque diode permettant le passage du courant pendant une alternance, conformément au schéma de la **figure 16**.

Les filaments ou cathodes des deux diodes sont reliés entre eux et très souvent, comme dans la figure précitée, ils ne forment qu'un seul et unique filament commun aux deux diodes. Les deux extrémités de l'enroulement à haute tension du transformateur sont reliées aux deux plaques. La prise médiane du secondaire est reliée à une extrémité de la charge (ou circuit d'utilisation), l'autre extrémité étant branchée au filament (ou cathode) des deux diodes.

Le courant alternatif du réseau passant dans le primaire du transformateur, induit une tension alternative dans son secondaire. Les deux plaques sont portées successivement à un potentiel positif par rapport à la cathode. En fait, tandis que l'une est positive, l'autre est négative.

Suivons, maintenant, le circuit en partant de chaque plaque, en traversant chacun des demi-enroulements secondaires correspondants et la charge, pour aboutir à la cathode. Supposons que, pendant la première alternance, l'extrémité supérieure A soit positive par rapport à l'extrémité B. Puisque la prise médiane C est entre les deux, son potentiel sera négatif par rapport à A et positif par rapport à B. Ainsi, étant donné que la prise médiane est reliée au filament à travers la charge, à l'instant considéré par nous, P_1 est positive par rapport au filament.

Les électrons émis seront attirés par P_1, parcourront l'enroulement haute tension jusqu'au point C, après quoi ils se dirigeront vers le filament à travers la charge, dans la direction indiquée par la flèche.

Pendant l'alternance suivante, par contre, c'est P_2 qui est positive par rapport au filament: elle attire donc les électrons qui passent par le demi-secondaire correspondant jusqu'au point C et se dirigent vers le filament à travers la charge, toujours dans le sens indiqué par la flèche.

Nous voyons donc clairement que le courant passant dans la charge circule toujours dans le même sens pendant les deux alternances successives. Une tension d'entrée telle que celle représentée sur la figure **14-B** donne, dans la charge, un courant dont la forme est celle de la figure **14-C**. Il est intéressant de noter que la fréquence des pulsations du courant continu ainsi obtenu est le double de la fréquence de la tension alternative d'entrée. Cela signifie que si la tension alternative du réseau a une fréquence de 50 Hz, le courant redressé aura une fréquence de pulsation de 100 Hz. Ceci explique pourquoi le montage peut être utilisé dans d'autres cas que celui envisagé ici (redressement du courant alternatif); il peut également servir à doubler la fréquence d'un courant.

Ce système de redressement est employé dans la plupart des circuits d'alimentation des appareils électroniques, car il offre l'avantage de permettre un meilleur filtrage, en raison du fait qu'il n'y a pas d'intervalles pendant lesquels la tension est complètement nulle. Il convient, toutefois, de se rappeler que, dans ce cas, étant donné que les deux moitiés du secondaire haute tension ne travaillent pas simultanément, la différence de potentiel entre ses deux extrémités doit être environ le double de la tension que l'on désire obtenir à la sortie du redresseur. En contre-partie, puisque le courant ne passe que dans un demi-secondaire, pendant chaque alternance, la puissance absorbée par le transformateur est la même que celle qu'absorberait un circuit de redressement à une seule alternance.

Leçon n° 44

LES ALIMENTATIONS

Dans la leçon précédente, nous venons de voir que pour fonctionner, une lampe doit être alimentée sous des tensions déterminées. C'est ainsi qu'une lampe électronique exige une source de basse tension pour chauffer son filament et une source de tension plus élevée pour porter sa plaque au potentiel suffisant. Avec les appareils à lampes se pose donc le problème de pourvoir à leur alimentation et, pour cela, on peut avoir recours à diverses sources en choisissant, selon le cas, celles convenant le mieux à un appareil déterminé.

L'ensemble de pièces ou composants auxquels est confié le soin de fournir les tensions nécessaires s'appelle une **alimentation**. Nous aurons donc, selon les besoins, des alimentations composées de générateurs rotatifs (pour installations portatives de fortes puissances), de batteries d'accumulateurs, de piles et, enfin, de redresseurs et filtres destinés à fournir les tensions nécessaires à partir du réseau de distribution électrique. C'est de ce dernier type d'alimentation dont nous nous occuperons dans cette leçon, car il est de très loin le plus répandu et, comme tel, fait partie intégrante de la plupart des appareils électroniques.

Etant donné qu'à l'exception de la tension d'alimentation des filaments qui peut être alternative, les circuits d'alimentation doivent fournir des tensions continues (nous verrons pourquoi lorsque nous étudierons le fonctionnement des lampes), un des rôles principaux de l'alimentation consiste à redresser le courant alternatif du secteur. A cet effet, on utilise une lampe (parfois, également, un redresseur à oxyde ou semi-conducteur) et l'on peut dire qu'il faut une lampe pour alimenter une autre lampe. Cette lampe nécessaire est une diode (simple ou double, à chauffage direct ou indirect) et nous avons vu, dans la leçon précédente, comment on utilise le phénomène du redressement dans cette application. Nous pouvons conclure en précisant qu'une alimentation est composée d'un certain nombre de composants, parmi lesquels on trouve toujours: un transformateur, un système redresseur, un dispositif de filtrage et un répartiteur de tensions. Si nous voulons schématiser une alimentation, dans ses divers éléments, elle se présentera comme l'indique la **figure 1**.

COMPOSANTS D'UNE ALIMENTATION

On emploie un transformateur en raison du fait que, par son intermédiaire, il est possible d'augmenter ou de réduire une tension à la valeur désirée. Etant donné que la tension du réseau d'électricité a une valeur fixe (110 ou 220 volts, il est presque toujours nécessaire de l'élever pour obtenir la valeur requise pour la tension anodique et de la réduire pour disposer, en même temps, de plusieurs tensions, sous des intensités différentes; on utilisera donc un transformateur comportant plusieurs secondaires.

Dans la leçon consacrée aux transformateurs d'alimentation, nous avons vu en détail la théorie et la construction pratique de ces éléments. Rappelons, encore une fois, que dans la majorité des cas un transformateur d'alimentation comporte plusieurs secondaires; ceci doit rester présent à l'esprit au cours de l'étude qui suit. En effet, lorsque dans un schéma partiel, destiné à illustrer l'étude d'un circuit particulier, figurera un transformateur ne comportant qu'un seul secondaire, ce sera uniquement parce que les explications données dans le texte porteront sur son rôle précis; les autres secondaires, même s'ils ne sont pas dessinés (dans un but de simplification évidente du schéma), sont toujours présents sur le même transformateur et servent au chauffage du filament de la valve redresseuse ainsi qu'à ceux des autres lampes dont l'alimentation fournit la tension anodique.

Le redresseur, comme son nom l'indique, a pour fonction de redresser le courant alternatif. Le courant redressé n'étant pas parfaitement continu, il convient de le filtrer, ainsi que nous l'avons indiqué précédemment. Pour le redressement, divers dispositifs peuvent être employés, nous citerons: la valve électronique ou diode, le redresseur à oxyde, le redresseur à semi-conducteurs, le redresseur électrolytique et le redresseur mécanique (ou vibreur). La grande majorité des alimentations utilisées en Electronique emploient des lampes diodes, des redresseurs à oxydes ou à semi-conducteurs.

Les redresseurs à lampes diodes (ou valves redresseuses sont de deux types: 1°) à vide poussé ou, 2°)à gaz. En principe, on peut dire que les valves à vide sont employées au redressement des tensions élevées, tandis que les valves à gaz sont utilisées lorsque de fortes intensités sont nécessaires.

Rappelons simplement ce que nous avons dit, dans la leçon précédente, sur le redressement d'une ou de deux alternances du courant et, pour résumer, donnons encore (**figure 2**) le schéma de principe d'un redresseur à une alternance et (**figure 3**) de celui à

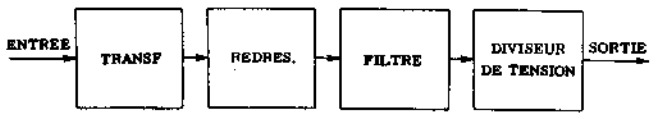


Fig. 1 - Les éléments constitutifs d'une alimentation sont presque toujours: un transformateur de liaison au réseau électrique, un redresseur (à valve ou à oxyde), un filtre du courant redressé (à entrée capacitive ou inductive) et un ensemble de résistances (diviseur de tension) placé en parallèle sur la sortie pour permettre le choix de différentes tensions.

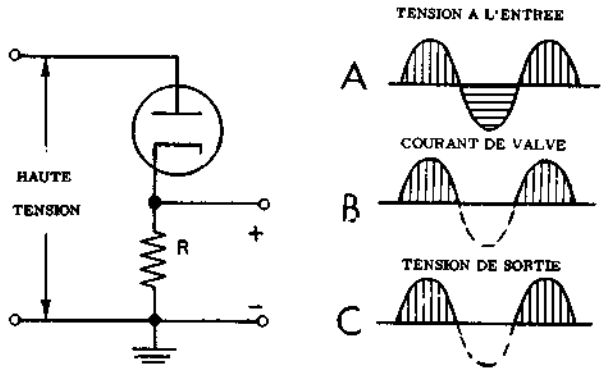


Fig. 2 - Redressement d'une alternance et représentation de la tension d'entrée, du courant et de la tension de sortie.

deux alternances, puis nous passons immédiatement — pour le comparer aux précédents — au schéma de la **figure 4** qui représente un redresseur dit « en pont », dont nous allons examiner les caractéristiques.

REDRESSEUR EN PONT

Le circuit comporte quatre éléments redresseurs. La tension d'entrée est appliquée à deux points diagonalement opposés du circuit, tandis que la sortie est prélevée aux deux autres points.

Pendant une alternance, l'extrémité supérieure du secondaire du transformateur est positive par rapport à l'extrémité inférieure. Cette tension se trouve être appliquée aux bornes du circuit constitué par: V_1, la résistance de charge R et V_3 qui sont en série; la plaque des deux valves (V_1 et V_3) est positive par rapport à leur cathode respective. En conséquence, les valves V_1 et V_3 sont conductrices pour le courant; celui-ci, par suite, passe de l'extrémité inférieure du secondaire à travers V_3 et retourne au secondaire (point haut) en suivant le trajet indiqué par les flèches en traits pleins. Ce courant, traversant la résistance de charge produit une impulsion de tension positive à la sortie, à l'extrémité supérieure de la résistance R.

Au cours de l'alternance suivante, l'extrémité inférieure du secondaire du transformateur est positive par rapport à l'extrémité supérieure. Les valves V_1 et V_3 ne sont plus conductrices. Le courant passe à travers V_4, dans la résistance R, à travers V_2 et retourne au secondaire du transformateur, en suivant le trajet indiqué par les flèches en traits discontinus sur la figure 4.

Nous pouvons constater que le courant passant dans la résistance de charge R circule toujours dans le même sens, pendant les deux alternances. Ce courant détermine aux bornes de R une tension dont la polarité est constante, positive à l'extrémité supérieure de la résistance. Ceci démontre bien que le redresseur en pont, décrit ci-dessus, opère le redressement des deux alternances.

Une autre caractéristique importante du redresseur en pont, est dans sa propriété de fournir une tension redressée presque double de celle que donne un redresseur classique à deux alternances. Ceci est dû au fait que toute la tension du secondaire est appliquée au circuit redresseur, tandis que dans le cas du redresseur classique (de la figure 3), les deux moitiés du secondaire travaillent alternativement. En conséquence, pour obtenir une tension redressée de 1 000 volts, par exemple, avec un redresseur en pont, il suffit que le transformateur délivre une tension légèrement supérieure, tandis que pour obtenir la même tension redressée avec un redresseur classique, le secondaire du transformateur d'alimentation doit fournir une tension un peu supérieure à 2 000 volts.

Dans un redresseur en pont, les valves doivent supporter une tension inverse de pointe inférieure à celle présente dans le redresseur à deux alternances décrit plus haut. La **tension inverse de pointe** est la tension négative aux bornes des redresseurs pendant l'alternance durant laquelle ils ne sont pas conducteurs; si elle est trop élevée, elle peut endommager le redresseur par rupture d'isolement.

Si deux circuits — un redresseur en pont et un redresseur classique à deux alternances, sont construits pour délivrer la même tension redressée, les éléments du deuxième devront être prévus pour supporter une tension inverse de valeur double de celle pouvant être acceptée par les éléments du premier. Par exemple, si nous désirons obtenir une tension redressée de 1 000 volts, les diodes du redresseur à deux alternances seront soumises à une tension négative de près de 1 000 volts lorsqu'elles ne sont pas conductrices. Par contre, dans le redresseur en pont, elles n'auront à supporter, dans le même cas, qu'une tension de 500 volts, puisque les deux diodes de chaque branche sont montées en série.

Toutefois le montage redresseur en pont n'est pas d'usage courant dans les réalisations utilisant des valves électroniques car, dans ce cas, il est nécessaire d'employer un enroulement secondaire séparé pour l'a-

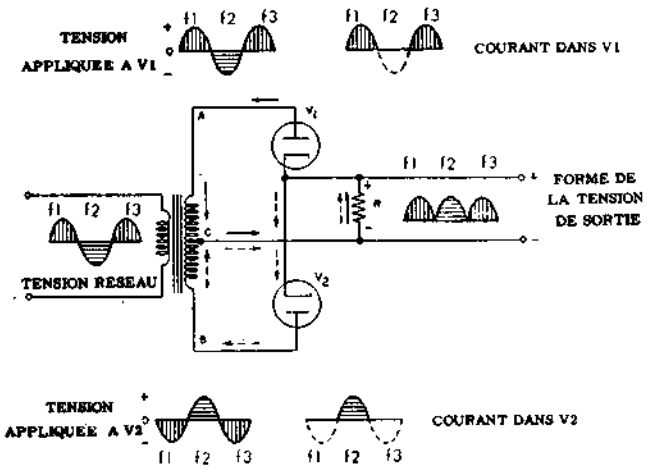


Fig. 3 - Redressement des deux alternances et formes des tensions et des courants.

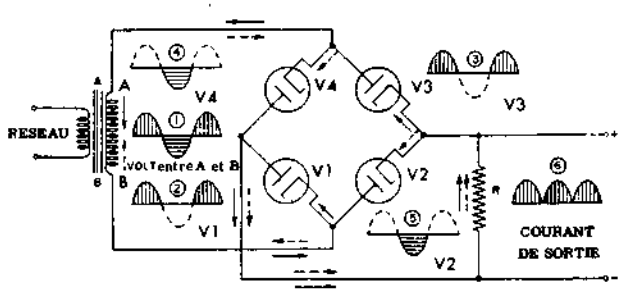


Fig. 4 - Montage redresseur en pont. Les éléments redresseurs fonctionnent deux à deux. Pendant une alternance le parcours suivit par le courant est: V_1 - R - V_3 (flèches en traits continus); pendant l'autre alternance on a V_4 - R - V_2 (flèches en traits discontinus). Les formes d'onde en divers points sont numérotées dans l'ordre.

limentation de chaque filament des diodes. Si l'on utilise des valves de redressement à chauffage indirect le problème est le même car, comme nous l'avons vu plus haut, on ne peut appliquer une forte différence de potentiel entre le filament et la cathode.

Dans le circuit de la figure 4, les cathodes de V_2 et V_3 sont au même potentiel. Toutefois le potentiel de la cathode de V_1 est différent de celui des cathodes de V_2 et de V_3, de même que la cathode de V_4 est à un potentiel différent de celle des autres valves. En conséquence, il est nécessaire de disposer de trois sources de tension différentes pour l'alimentation de ces filaments. Ces sources doivent être parfaitement isolées entre elles et par rapport à la masse, en raison des fortes différences de potentiel continu présentes en divers points du circuit.

Il est bien évident que cet inconvénient n'existe pas lorsqu'on utilise des redresseurs à oxyde. Ces derniers n'ont pas de filaments à chauffer, donc pas de secondaires spéciaux au transformateur et c'est la raison pour laquelle ils sont presque exclusivement employés dans les redresseurs en pont.

REDRESSEUR A OXYDE DE CUIVRE

Si on place en contact deux surfaces métalliques différentes ayant une faible épaisseur, les électrons peuvent passer, de l'une à l'autre, plus facilement dans un sens que dans le sens opposé. Les deux combinaisons de métaux les plus communément employées dans ce but sont :l'oxyde de cuivre en contact avec le cuivre pur et le sélénium en contact avec du fer ou de l'aluminium.

Ces éléments redresseurs sont représentés sur les schémas par le symbole de la **figure 5**, déjà connu de nos lecteurs. Pour une interprétation correcte, il convient de signaler que le symbole qui fut créé avant que fût adoptée la théorie électronique relative au sens du courant, a la pointe de sa flèche dirigée dans le sens de conduction qui avait été convenu par la théorie précédente, que nous pouvons appeler théorie électrique. C'est pourquoi il faut tenir présent à l'esprit que le sens de conduction du redresseur, dans nos schémas, est opposé à celui indiqué par le symbole.

Nous avons vu qu'une diode redresse le courant pour la raison que les électrons passent plus facilement de la cathode vers la plaque que de la plaque vers la cathode. Un redresseur à oxyde de cuivre fonctionne d'une manière analogue; les électrons passent plus facilement du cuivre vers l'oxyde de cuivre que dans le sens opposé. De même, dans un redresseur au sélénium, les électrons passent du fer ou de l'aluminium vers le sélénium beaucoup plus librement que dans le sens contraire.

La **figure 6** donne le schéma d'un circuit dans lequel un élément redresseur métallique est employé au redressement d'une seule alternance. Dans ce cas, le redresseur à oxyde se comporte exactement de la même manière qu'une lampe diode. Les électrons passent librement de l'électrode en cuivre à celle dont la surface est recouverte d'oxyde de cuivre, lorsque cette dernière est rendue positive par rapport à la première.

Lors de l'alternance positive de la tension d'entrée, le redresseur laisse passer le courant dans la direction indiquée par la flèche. Pendant l'alternance négative, l'électrode de cuivre est positive par rapport à l'oxyde et, dans ces conditions, on a seulement le passage d'un très faible courant.

La tension de sortie (tension redressée), n'est pas parfaitement continue, précisemment à cause du faible courant passant pendant l'alternance négative.

En raison de sa très faible épaisseur, la couche d'oxyde de cuivre ne peut supporter une tension très élevée; c'est pourquoi lorsqu'on désire obtenir des tensions redressées d'assez forte valeur, on monte en série plusieurs éléments formés de couches alternées de cuivre et d'oxyde de cuivre. Ces éléments sont séparés entre eux par des rondelles d'un métal malléable, du plomb par exemple, pour assurer une distribution uniforme de la pression de contact entre les diverses couches. Cette pression est obtenue par serrage d'un boulon sur un axe traversant tous les éléments en leur centre et isolé.



Fig. 5 - Symbole d'un redresseur à oxyde. On notera l'indication du sens de conduction selon la théorie électronique.

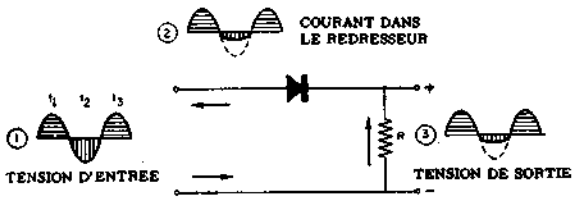


Fig. 6 - Montage redresseur d'une alternance avec élément redresseur à oxyde. Ce circuit est évidemment plus simple que le circuit à valve correspondant. Les tensions et les courants sont numérotés dans l'ordre de succession.

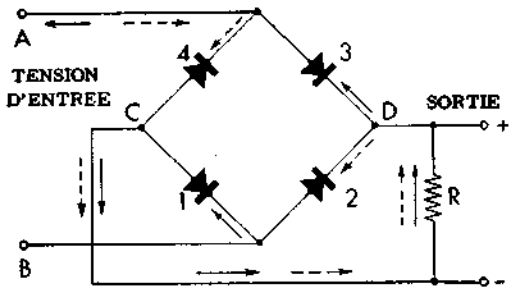


Fig. 7 - Schéma d'un redresseur en pont avec éléments redresseurs à oxyde. Pendant la première alternance les éléments 1 et 3 sont conducteurs, pendant l'autre alternance ce sont les éléments et 4. Les flèches en traits pleins indiquent le premier parcours, celles en traits discontinus, le second. On remarquera que le courant passe toujours dans le même sens dans la résistance de charge.

Etant donné que les éléments redresseurs à l'oxyde de cuivre ne peuvent supporter des tensions inverses élevées, leur utilisation est presque toujours limitée aux circuits redressant une seule alternance.

Dans le cas de montages en pont on peut adopter aussi bien les éléments à l'oxyde de cuivre que ceux au sélénium, car la tension inverse aux bornes de chacun des éléments du pont est toujours relativement peu élevée.

La **figure 7** donne le schéma d'un redresseur en pont utilisant des éléments cuivre-oxyde de cuivre ou au sélénium. Lorsque le point A est positif par rapport à B, les éléments 1 et 3 laissent passer le courant, comme l'indique la flèche en traits plein. A l'alternance suivante quand B devient positif par rapport à A, la conduction — c'est-à-dire le passage du courant — se fait à travers les éléments 2 et 4, comme le montre les flèches en pointillés. On remarquera que le courant passant dans la résistance de charge R est de même sens pendant les deux alternances.

Les deux types de redresseurs métalliques décrits ci-dessus peuvent fournir des courants de forte intensité car la surface des électrodes en contact peut être aussi grande que cela est nécessaire (proportionnelle à l'intensité du courant à redresser). En outre, pour faciliter le refroidissement des redresseurs, la chaleur produite à l'intérieur des éléments par le passage du courant est dissipée par les ailettes de refroidissement convenablement réparties entre les groupes en contact.

La résistance d'un redresseur au sélénium, dans le sens de conduction, est inférieure à celle d'un redresseur à oxyde de cuivre. Pour cette raison, le premier type a un rendement supérieur au second et, à dimensions égales, permet le redressement d'un courant de plus forte intensité.

Les redresseurs métalliques sont employés depuis longtemps pour l'alimentation de moteurs, de relais, pour la recharge des batteries d'accumulateurs, pour les circuits de polarisation. Ils tendent de plus en plus dans la technique moderne à remplacer les valves redresseuses à vide pour l'alimentation des appareils de Radio, des amplificateurs et des téléviseurs, car ils permettent une importante simplification des circuits ainsi qu'une économie de prix, de poids et d'encombrement

REDRESSEURS AU SILICIUM

A la suite de la mise au point des éléments semi-conducteurs, également dans le secteur des alimentations, les redresseurs au Silicium (**figure 8 et 8 bis**) ont remplacé de nombreux types de redresseurs conventionnels, dans les nouveaux appareillages comme dans ceux préexistant à leur découverte. Ils présentent, en effet, de nombreux avantages sur les redresseurs conventionnels, même si leur emploi est soumis à des conditions différentes de celles relatives à l'emploi de tout autre type de redresseur; nous reparlerons plus en détail des redresseurs au silicium, dans les leçons à venir.

DOUBLEURS DE TENSION

Les doubleurs de tension sont des dispositifs d'alimentation pouvant fournir une tension redressée égale au double, environ, de la tension alternative qui leur est appliquée. Ceci est rendu possible par l'emploi de deux condensateurs de forte capacité, se chargeant chacun pendant une alternance de la tension: ils sont montés, dans le circuit, de telle manière que les tensions présentes à leurs bornes s'ajoutent.

La **figure 9** donne le schéma d'un redresseur doubleur de tension. Quand le point A du secondaire du transformateur est positif par rapport au point B, la plaque de V1 est positive par rapport à sa cathode. Les électrons se déplacent dans le sens des flèches en traits pleins c'est-à-dire de la cathode à la plaque de V1, à travers le transformateur et ensuite, dans la résistance de charge R1. L'électrode supérieure du condensateur C1 est donc rendue positive par rapport à son autre électrode et la différence de potentiel aux bornes de C1 est égale à la tension de crête du courant alternatif d'alimentation.

Lors de l'alternance suivante, par contre, V1 n'est plus conductrice et C1 se décharge dans la résistance

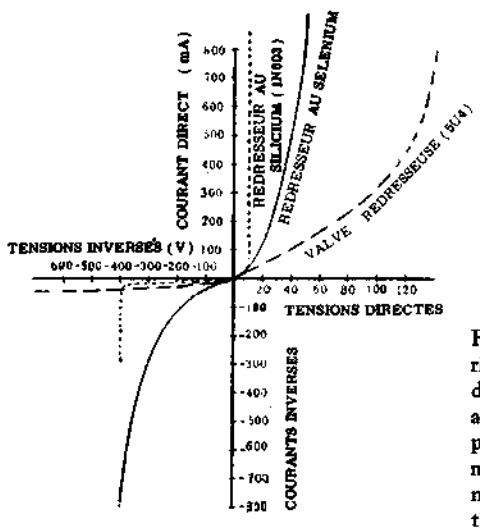
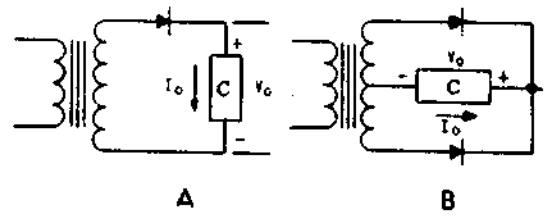


Fig. 8 - Caractéristiques typiques d'un redresseur au Silicium comparé à celles d'une cellule au sélénium, type traditionnel.



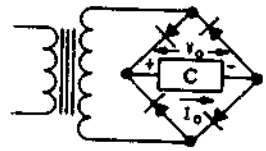


Fig. 8 bis - Trois classiques configurations circuitales pour l'emploi de redresseurs au silicium. A) Redresseur à une alternance. B) Redresseur à deux alternances. C) Redresseur selon le montage dit à pont.

R1. En même temps que C1 se décharge, C2 se charge sous l'effet du courant qui passe dans V2. Le sens du courant d'électrons, pendant cette alternance, est indiqué par les flèches en pointillés. C2 se charge, alors, sous une tension égale à celle de C1. La tension redressée est prélevée entre le point 0 et la masse; elle est donc égale à la somme des tensions présentes aux bornes des deux condensateurs, c'est-à-dire à peu pres au double de la tension alternative, délivrée aux points A et B, par le secondaire du transformateur.

Les résistances R1 et R2 sont de valeur ohmique suffisamment élevée pour que la charge des condensateurs persiste même en l'absence de la tension fournie par le transformateur. Ces résistances sont placées dans le circuit par mesure de précaution, pour éviter le claquage des condensateurs, comme nous l'avons déjà expliqué en son temps (voir page 246). En effet, lorsque deux condensateurs chimiques sont montés en série, ce qui est le cas ici, on doit mettre en parallèle, sur chacun d'eux, des résistances dont le rôle est d'égaliser les tensions à leurs bornes, de telle sorte que la tension de travail de chaque condensateur soit la même.

Le courant est fourni à la charge par C1 et C2 qui sont en série. L'intensité du courant redressé par le doubleur de tension se trouve donc être assez limitée; en effet, si la charge absorbe une trop forte intensité, les condensateurs ne peuvent rester chargés pendant le temps nécessaire et il en résulte une instabilité de la tension redressée.

Si les condensateurs C1 et C2 sont de forte capacité, on doit protéger les valves redresseuses contre un courant de crête excessif en plaçant des résistances limiteuses de faible valeur ohmique dans les conducteurs de cathode de V1 et de plaque de V2.

CIRCUITS DE FILTRAGE

La tension recueillie à la sortie d'un montage redresseur, quel qu'en soit le type, est un courant continu ondulé. Il est formé d'impulsions de tensions ayant toutes la même polarité. La tension de sortie oscille autour d'une valeur moyenne quand ces impulsions d'énergie sont appliquées à la charge. C'est pourquoi, dans la grande majorité des cas, il est nécessaire de « niveller » la tension redressée pour lui donner des caractéristiques identiques à celle d'un courant continu, avant de l'appliquer au circuit d'utilisation. A cet effet, on emploie des circuits de filtrage constitués par des combinaisons de condensateurs, d'inductances et de résistances. Dans la **figure 10**, les parties hachurées (A et B) représentent les variations d'amplitude de la tension de sortie d'un redresseur des deux alternances. L'ondulation est la partie de la courbe située au-dessus et au-dessous de la valeur moyenne de la tension. La fréquence des ondulations provenant du redressement des deux alternances est double de la fréquence du courant d'alimentation (généralement le réseau électrique à 50 Hz), tandis qu'elle est égale dans le cas du redressement d'une seule alternance. C'est ainsi que, pour un secteur électrique à 50 Hz, la fréquence de l'ondulation sera de 100 Hz ou 50 Hz selon le montage employé.

Filtre à condensateur

Les ondulations du courant redressé sont dues au fait que ce courant est fourni à la charge sous forme d'impulsion; elle peuvent être atténuées si une partie de l'énergie est emmagasinée dans un condensateur et est utilisée pendant le temps où le courant redressé est nul, c'est-à-dire entre deux impulsions successives. La **figure 11** montre le schéma d'un filtre capacitif: la tension de sortie d'un redresseur est appliqué simultanément au condensateur C et à la charge R. Le condensateur C se charge à la tension de pointe du redresseur, dès les premiers cycles du fonctionnement; cette charge représente une certaine quantité d'énergie emmagasinée. Quand la tension de sortie du redresseur diminue, la tension présente aux bornes du condensateur ne peut suivre immédiatement, en raison du fait que le redresseur ne permet pas le passage du courant dans le sens inverse. En conséquence, l'énergie emmagasinée dans le condensateur tend à passer dans la charge en un temps qui est proportionnel à la capacité de C et à la résistance de R. En d'autres termes, la tension aux bornes du condensateur diminue lentement si le courant passant dans la charge est faible

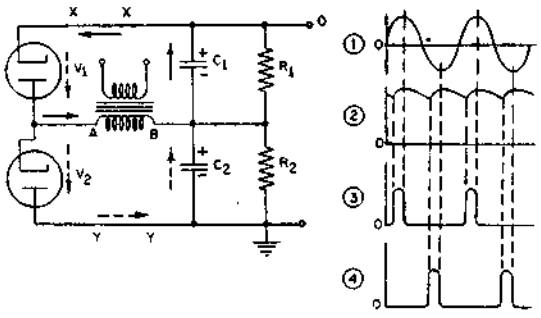


Fig. 9 - Montage doubleur de tension: tension d'entrée (1); tension; de sortie (2); courant dans V_1 (3); courant dans V_2 (4).

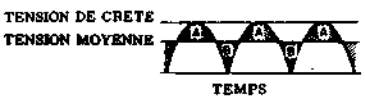
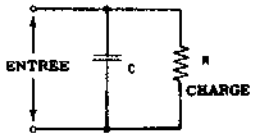


Fig. 10 - Variations d'amplitude (A et B) de la tension redressée.

Fig. 11 - Filtre à condensateur. « C » emmagasine de l'énergie qu'il restitue entre les impulsions.



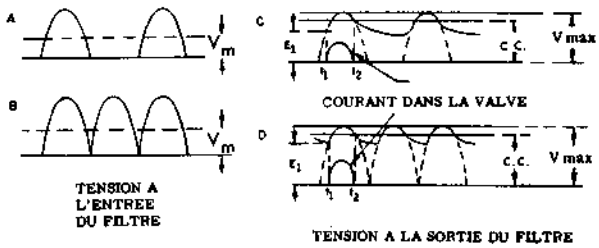


Fig. 12 - Tension de crête et tension moyenne à l'entrée du filtre (A = une alternance, C = deux alternances) et à la sortie (B et D).

et si la capacité est élevée.

La tension présente aux bornes du condensateur C ne descend pas à zéro car, comme nous l'avons vu, la capacité se charge pendant la phase active, en absorbant une partie de l'énergie issue du redresseur, et se décharge pendant la phase passive. Toutefois, si le courant absorbé par le circuit d'utilisation est important, c'est-à-dire si la résistance de charge est de faible valeur, la tension moyenne diminue: c'est la raison pour laquelle le filtre à simple condensateur ne peut être employé lorsqu'on doit avoir un courant redressé de forte intensité. La **figure 12** montre, en **A** et **B**, la forme des tensions de pointe et des tensions moyennes disponibles à la sortie des redresseurs à une et deux alternances. Les tensions moyennes obtenues à la sortie d'un filtre à condensateur sont représentées en **C** et **D**.

Filtre à résistance et capacité

Pour certaines applications, on utilise souvent un circuit de filtrage composé de résistances et de capacités, comme celui illustré par la **figure 13**.

Un tel circuit offre une faible impédance (de l'ordre de 500 ohms) à la fréquence des ondulations tandis que la résistance a une impédance élevée (50 kilohms, environ). La plus grande partie de la composante alternative sera déviée vers la masse, à travers le condensateur C, et seulement 1% de cette composante subsistera aux bornes du condensateur. La tension continue, au contraire, passera à travers ce filtre, puisque le condensateur C présente une impédance infinie (ou presque) pour le continu, tandis que R est toujours égale à 50 000 ohms. Toutefois, l'intensité du courant devra être très faible pour éviter qu'une chute de tension importante ne se produise dans la résistance. Pour cette raison, les circuits de filtrage RC (à résistance et capacité) ne sont employés que pour alimenter des circuits n'absorbant qu'une faible intensité de courant.

Filtre à inductance

Une inductance branchée en série à la sortie d'un redresseur contribue à éviter les rapides variations de courant. L'action de « nivellement » qui en résulte est due à l'inductance dont la réactance s'oppose aux variations d'intensité.

Les courbes en traits discontinus de la **figure 14** représentent la forme du courant dans la charge quand celle-ci est alimentée, respectivement, par un redresseur à une ou deux alternances, sans aucun filtrage. Quand on ajoute une inductance de valeur convenable en série avec la charge, le courant prend la forme indiquée par les courbes en traits continus. Cette modification de la forme d'onde se produit en raison du fait que l'inductance s'oppose aux variations rapides du courant. Si l'inductance est d'une valeur suffisamment grande, le courant devient presque constant.

L'inductance s'oppose à ce que le courant dans la charge atteigne la valeur qu'il aurait en son absence; il en résulte que la tension de sortie ne peut jamais atteindre la valeur de crête de la tension d'entrée et, un redresseur suivi d'un filtre à inductance ne peut délivrer une tension filtrée aussi élevée que celle disponible avec un filtre capacitif. Malgré cela, le filtre inductif permet de disposer d'une intensité notable, dans la charge, sans chute considérable de la tension de sortie.

Filtre à inductance et capacité

Les filtres composés seulement de condensateurs ou d'une inductance sont généralement insuffisants pour filtrer convenablement les tensions redressées destinées à alimenter les circuits électroniques. Il est possible d'obtenir de bien meilleurs résultats en combinant ces deux éléments comme le montre la **figure 15**, représentant un filtre à inductance-capacité. Ce type particulier de circuit de filtrage est dit à « condensateur d'entrée » car, cela est évident, la tension redressée est tout d'abord appliquée aux bornes d'un condensateur.

La tension fournie par un redresseur peut être considérée comme étant un courant continu auquel se superpose une composante alternative. Le rôle du filtre, nous le savons, consiste à éliminer cette composante alternative. Pour comprendre le fonctionnement du cir-

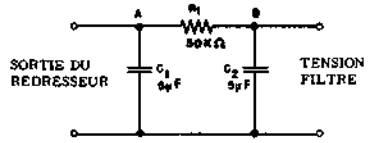


Fig. 13 - Filtre à résistance et capacités. L'ondulation trouve une impédance plus faible à travers C que dans R, elle est réduite à 1% de sa valeur initiale. Le courant continu passe dans R, mais une forte chute de tension se produit pour des intensités élevées.

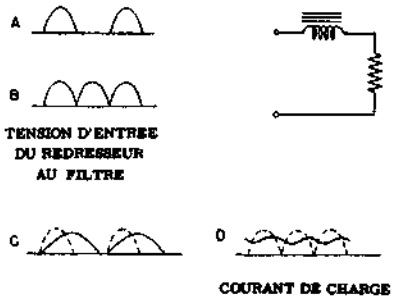


Fig. 14 - En A, forme du courant redressé sans filtrage (redressement d'une alternance); en B la même dans le cas du redressement des deux alternances. C et D montre l'effet produit par la mise en série d'une inductance de valeur convenable (courbes en traits pleins).

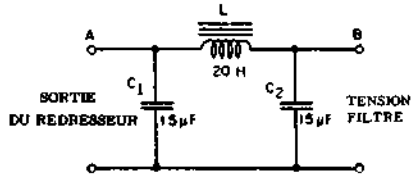


Fig. 15 - On obtient un filtrage plus efficace en utilisant un filtre à inductance - capacités. Le montage représenté ici est dit « à entrée capacitive », parce que son premier élément est un condensateur.

cuit de la figure 15, voyons, avant tout, les impédances des divers composants.

C1 a une impédance infinie pour le courant continu, tandis qu'il présente une impédance très faible à la composante alternative: la plus grande partie de celle-ci est donc déviée vers la masse par C1. L'inductance L1 présente une forte impédance à la composante alternative résiduelle; la très faible tension alternative pouvant encore subsister à la sortie de l'inductance est dérivée à la masse par C2. On obtient ainsi une tension de sortie pratiquement continue avec un taux d'ondulation très faible.

Le filtre à « inductance d'entrée », dont le schéma est donné **figure 16**, diffère du précédent puisque la tension est appliquée d'abord à l'inductance. Celle-ci s'oppose à ce que C3 se charge à la valeur de crête de la tension redressée; c'est pourquoi ce circuit donne une tension filtrée moins élevée que celle du filtre à entrée sur condensateur .Par contre, la tension de sortie de ce filtre est moins influencée par les variations de charge, elle est plus stable.

Les valeurs des composants d'une cellule de filtrage dépendent de la fréquence de la tension redressée car, nous savons que la réactance capacitive diminue quand la fréquence augmente, tandis que la réactance inductive augmente. C'est ainsi que si la fréquence de la tension alternative du réseau de distribution électrique était supérieure à 50 Hz, l'inductance et les condensateurs du circuit de filtrage pourraient être de plus faibles valeurs.

DIVISEUR DE TENSION

On trouve presque toujours à la sortie d'une alimentation une résistance dont le rôle consiste à décharger les condensateurs du filtre dès que la tension est coupée. C'est là une précaution fort utile permettant d'éviter des accidents, ou, tout au moins, des secousses désagréables. Cette résistance est généralement choisie d'une valeur suffisamment élevée pour qu'elle n'absorbe qu'une faible intensité de courant.

Dans le cas où cette résistance forme une charge fixe pour la cellule de filtrage, dans le but d'améliorer la stabilité de la tension, elle prend le nom de « résistance de charge ». Dans ce cas, sa valeur doit être calculée pour qu'une intensité égale au 1/10ème de l'intensité totale du courant pouvant être fourni par l'alimentation passe dans cette résistance dont la puissance en watts devra être suffisante pour que la dissipation de cette énergie ne produise pas une chaleur excessive. Aussi bien la résistance de fermeture du circuit que la résistance de charge peuvent être pourvues de prises intermédiaires pour fournir des tensions inférieures à la tension maximum disponible. Une résistance comportant ces prises, ou l'ensemble de résistances équivalent est appelée « diviseur de tension ».

Le schéma de la **figure 17** montre un ensemble de trois résistances d'égales valeurs reliées en série, formant un diviseur de tension. Si l'on ne prélève aucun courant aux intermédiaires, la tension totale se divise en trois parts égales selon la section A de la figure 16, où nous voyons que chaque résistance a une d.d.p. de 100 volts à ses bornes. Par contre, si nous prélevons un courant aux prises intermédiaires, les tensions ne seront plus égales et seront fonction des intensités des courants délivrés par ces prises. Pour obtenir des tensions intermédiaires suffisamment stables, la somme des intensités des courants prélevés aux différentes prises ne doit représenter qu'une fraction relativement faible de l'intensité totale passant dans le diviseur de tension.

Dans la majorité des montages électroniques, il est d'usage courant de relier à la terre un pôle de l'alimentation. La terre est tellement vaste que son potentiel peut être considéré comme à peu près constant; ce potentiel est donc pris comme potentiel de référence pour la mesure des tensions. Si aucun point de l'alimentation n'est relié à la masse, il est possible d'effectuer un tel branchement en un point quelconque sans perturber le fonctionnement de l'ensemble. On remarquera que dans la figure 17-**A**, c'est le point D qui est à la masse, ou à la terre. Dans la section **B** de la même figure, c'est, par contre le point C qui est à la masse, par conséquent les prises au-dessus de ce point sont à

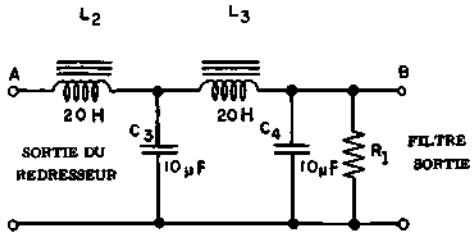


Fig. 16 - Filtre à inductances et capacités dit à « entrée inductive ». La tension filtrée est plus faible que celle fournie par le filtre de la figure 14; par contre, les variations dues à la charge sont moins importantes.

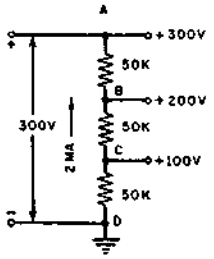


Fig. 17A - Si les résistances composant un diviseur de tension sont toutes de valeurs égales, la tension totale est divisée en parts égales (en l'absence de débit).

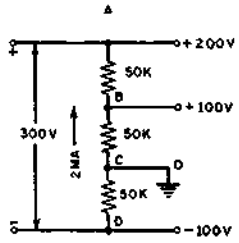


Fig. 17B - Si le point C est mis à la masse, le point D devient négatif par rapport à celle de D et les points A et B restent positifs.

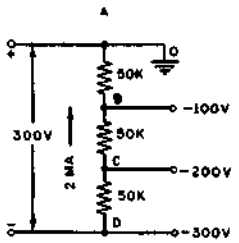


Fig. 17C - Enfin, en mettant à la masse le point A (pôle positif), toutes les tensions du diviseur sont négatives par rapport à la masse.

un potentiel positif, tandis que le point D est à un potentiel négatif (—100 volts). Dans la section C, enfin, le point A est à la masse et, par suite, toutes les prises du diviseur de tension sont à un potentiel négatif.

CONSTRUCTION DES IMPEDANCES DE FILTRES

Notre exposé concernant le filtrage des tensions redressées a mis en évidence le rôle important joué par les inductances à noyau magnétique, appelées impédances. Elles sont couramment employées dans tout le domaine des fréquences basses (jusqu'à 20 000 Hz et plus), et leur circuit magnétique varie de forme et de composition suivant la fréquence d'utilisation. Dans la présente étude, nous nous occuperons uniquement des types utilisés dans les alimentations et qui, en conséquence, sont prévus pour fonctionner à la fréquence du réseau de distribution électrique.

La technique de la construction des impédances (ou bobines de filtre) est pratiquement la même que celle des transformateurs, c'est pourquoi — comme nous l'avons déjà fait pour les transformateurs — nous distinguerons celles destinées au filtrage des tensions redressées, de celles devant être utilisées en Basse Fréquence (fréquences acoustiques).

Les caractéristiques du circuit dans lequel l'impédance doit être utilisée nous fixent les données principales, à savoir: l'intensité du courant devant passer dans le bobinage, la résistance ohmique maximum permise, la valeur de l'inductance, etc... Connaissant ces caractéristiques, nous pouvons résumer ci-dessous, les différents facteurs devant être pris en considération dans notre projet de construction:

1) Valeur de la self-induction nécessaire
2) Intensité du courant passant dans l'enroulement
3) Dimensions des tôles
4) Section du circuit magnétique
5) Section du fil de cuivre
6) Nombre des tours de l'enroulement.

Exemple de calcul

Supposons que nous devions réaliser une inductance ayant les caractéristiques suivantes:

Inductance = 35 henrys

Intensité du courant continu = 0,06 ampère.

Le lecteur se rappellera comment ont été mises en évidence les difficultés relatives au choix du type de tôles et de leurs dimensions, dans le cas de la construction des transformateurs. Ces difficultés se rencontrent également au cours de l'étude des inductances et c'est pourquoi, pour faciliter sa tâche, nous avons groupé en un tableau (Tableau 56) les caractéristiques des circuits magnétiques à employer pour la construction d'impédances de valeurs diverses. Ces indications se révèleront fort utiles, même dans le cas où l'inductance désirée ne coïncide pas exactement avec un des modèles de la liste. Cette table donne, outre les dimensions des tôles, la section effective du circuit magnétique (section brute), formé d'un assemblage de tôles bien serrées, et tient compte de la différence, déjà vue, entre la section nette et la section brute.

On remarquera que les circuits magnétiques utilisés pour la construction des impédances sont **toujours** réalisés avec des tôles du type N. 1, c'est-à-dire comportant une partie en « E » et une en « I », pour les raisons que nous verrons bientôt.

La leçon ne serait pas complète si nous n'indiquions pas comment calculer, dans tous les cas, la section du circuit magnétique nécessaire (sans utiliser le tableau 56). Ce calcul est rélativement facile : il suffit de multiplier la valeur de self - induction par l'intensité du courant passant dans l'impédance (dans notre cas: 35 × 0,06 = 2,1) et de reporter ce produit (2,1 dans notre cas) sur l'axe horizontal de l'abaque 57. A partir de ce point, nous tracerons une verticale qui coupera la ligne oblique et l'horizontale passant par ce point d'intersection nous donnera, sur l'échelle de gauche, la valeur cherchée, c'est-à-dire la section nette du circuit magnétique en cm² (dans notre exemple:

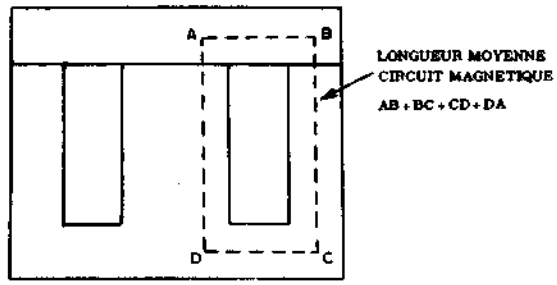


Fig. 18 - La longueur moyenne du circuit magnétique est représentée par la ligne en traits discontinus. On peut la calculer en additionnant la hauteur de la fenêtre, le petit côté de la tôle en « I » et la largeur de la jambe centrale, puis en multipliant cette somme par deux.

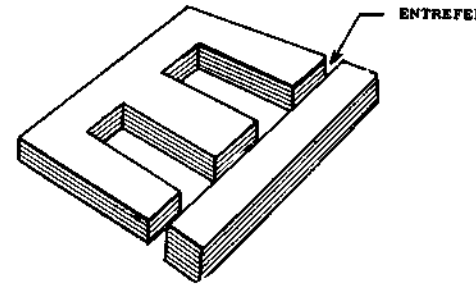


Fig. 19 - Dans les impédances, le circuit magnétique doit être formé sans alterner les tôles en « E » et celles en « I », contrairement à ce que l'on fait pour les transformateurs. Le circuit magnétique est donc constitué de deux parties distinctes séparées par un entrefer.

10,4 cm²). Pour obtenir la section brute, celle réellement formée par l'assemblage des tôles, il nous suffira de majorer de 10% cette valeur. L'abaque est prévu pour l'utilisation de tôles de 0,35 mm d'épaisseur.

Poursuivons notre exemple: la section brute sera donc égale à 10,4 + 1,04 = 11,44 cm², valeur correspondant à celle du tableau 56, que l'on peut calculer en multipliant la largeur de la jambe centrale des tôles préconisées (63 × 76), qui est égale à 25 mm, par l'épaisseur indiquée (45 mm), ce qui donne 11,25 mm² (en bonne approximation avec la valeur trouvée au moyen de l'abaque). Précisons que la largeur de la jambe centrale des tôles est donnée dans le tableau 53, publié dans la 39ème Leçon.

Il convient, maintenant, de déterminer la longueur du circuit magnétique (**figure 18**) que nous désignerons en cm = 15,4 cm. En multipliant cette dernière valeur par la section nette, on obtient le volume du fer (15,4 × 10,4 = 160 cm², en arrondissant).

Nous sommes ainsi en possession des éléments nous permettant de calculer le nombre d'ampères / tour. (LI^2 : V) soit $(35 \times 0{,}06)^2$: 160 = 0,00078. Reportons ce nombre sur la colonne de gauche de l'abaque 58 et, à partir de ce point, traçons une ligne horizontale qui vient couper la ligne oblique du graphique; de ce point d'intersection traçons une perpendiculaire qui nous donnera, sur l'échelle horizontale, dans le bas du graphique, le nombre d'ampères/tour par cm, soit 13,5. Le nombre totale d'ampères/tour s'obtiendra en multipliant le nombre d'ampères/tour par centimètre, par la longueur du circuit magnétique, soit 13,5 × 15,4 = = 207, 9. Nous trouverons le nombre de tours nécessaires à notre réalisation en divisant le nombre total d'ampères/tour par l'intensité du courant, soit 207,9 : 0,06 = 3 465 tours.

Pour éviter la saturation du circuit magnétique des impédances dans lesquelles passe un courant continu (cas général des bobines de filtrage), il faut prévoir une légère interruption du circuit. C'est ainsi que les tôles ne devront pas être enfilées alternativement dans un sens puis dans l'autre, comme nous l'avons vu dans le cas des transformateurs. Au contraire, on les disposera en paquet comme indiqué sur la **figure 19**, de telle sorte qu'il sera possible de séparer légèrement l'ensemble des tôles en « E » de celui des tôles en « I ». Comme nous le savons déjà, cet espace est appelé « entrefer » et nous devons en calculer l'épaisseur.

Revenons à l'abaque 58; le point d'intersection, sur la ligne oblique, que nous avons obtenu lors de notre recherche du nombre d'ampères/tour, est situé entre les nombres 0,0017 et 0,0018 portés sur cette ligne. En multipliant ce nombre (0,00175) par la longueur du circuit magnétique, nous obtiendrons l'épaisseur de l'entrefer: soit 0,00175 × 15,4 = 0,027 cm environ. Nous pourrons intercaler entre les deux parties du circuit magnétique une feuille de papier de cette épaisseur.

Calculons, maintenant, en nous servant du tableau 54 (page 311), la section du fil nécessaire à l'enroulement. Si l'impédance doit fonctionner continuellement pendant plusieurs heures, on se basera sur une densité de courant de 2 ampères par mm²; dans le cas d'un fonctionnement moins long, on pourra adopter 2,5 ampères par mm². le critère étant le même que celui indiqué pour les transformateurs. Dans le premier cas, nous chercherons sur la colonne 2 A, l'intensité de courant la plus voisine de celle prise pour exemple (0,06 A) et nous trouverons 0,063 qui correspond — sur la première colonne, à gauche — à un fil de cuivre de 0,20 mm de diamètre. Dans le second cas, on trouvera 0,066, correspondant à un fil de 0,18 mm.

Toutes les données nécessaires sont actuellement en notre possession et notre impédance devra comporter 3 465 tours de fil de cuivre de 0,20 (ou 0,18) mm de diamètre, sur un circuit magnétique de 63 × 76 mm, avec un entrefer de 0,027 cm.

Le tableau 54 permet de contrôler, à l'avance, si l'enroulement prévu pourra être logé dans la fenêtre des tôles. Ce tableau nous indique que dans 1 cm² sont contenus 1 400 tours de fil de 0,20 mm de diamètre. Nos 3 465 tours occuperont donc un espace égal à 3 465 : 1 400 = 2,4 cm². Les tôles prévues ayant une fenêtre de 3,8 × 1,3 = 4,94 cm², celle-ci sera largement suffisante pour contenir nos 2,4 cm² de fil, toutes les épaisseurs de papier isolant entre couches, la carcasse etc.

Leçon n° 45

SYMBOLES - ABREVIATIONS

Atr	=	Ampères/tour
E_a	=	Tension anodique
E_p	=	Tension plaque
I_a	=	Courant anodique
I_p	=	Courant plaque
l cm	=	Longueur du circuit magnétique
K	=	Cathode
P	=	Plaque (anode)
R_a	=	Résistance anodique
R_p	=	Résistance de plaque
S	=	Saturation
V	=	Volume
V_p	=	Volts (tension) sur la plaque

FORMULES

$R_p = E_p : I_p$

Dans une impédance de filtre:

$Atr = Ll^2 : V$

Nombre de tours = Facteur Atr : I

SYMBOLES SCHEMATIQUES


= Filament d'une lampe


= Cathode d'une lampe


= Cathode à chauffage indirect


= Plaque d'une lampe


= Diode simple à chauffage direct


= Diode simple à chauffage indirect


= Double diode à chauffage direct


= Double diode à chauffage indirect

QUESTIONS sur les LEÇONS N^{os} 43 et 44

N. 1 — Qu'entend-on par « émission thermoïonique » ?

N. 2 — Quel est le phénomène physique qui produit cette émission ?

N. 3 — Quel est le rôle du filament dans une lampe à chauffage direct ? Quel est, par contre, son rôle dans une lampe à chauffage indirect ?

N. 4 — Pour quelle raison ne peut-on appliquer une différence de potentiel élevée entre filament et cathode ?

N. 5 — Qu'entend-on par « charge spatiale » ?

N. 6 — Parmi les lampes thermoïoniques, combien de types de « diodes » existe-t-il ?

N. 7 — Pour quelle raison peut-on employer une diode pour redresser un courant alternatif ?

N. 8 — Quelle est la différence essentielle entre un courant redressé fourni par le redressement d'une seule alternance et celui obtenu par le redressement des deux alternances ?

N. 9 — Que se produit-il si le filament d'une lampe est chauffé sous une tension inférieure à celle nécessaire à son fonctionnement normal ? Qu'arrive-t-il, par contre, si cette tension est plus élevée ?

N. 10 — Pour quelle raison, dans un redresseur en pont, préfère-t-on employer des redresseurs métalliques ?

N. 11 — Dans le cas du redressement des deux alternances en opposition de phase, quel rapport existe-t-il entre la tension alternative et la tension redressée ?

N. 12 — Pour quelle raison le redressement des deux alternances est-il préférable à celui d'une seule ?

N. 13 — Comment peut-on rendre « continu » une tension ou un courant redressé ?

N. 14 — Comment un condensateur de filtre se comporte-t-il vis-à-vis de la tension de sortie d'une alimentation ?

N. 15 — Pour quelle raison met-on parfois en parallèle sur les condensateurs du filtre des résistances de valeurs élevées ?

N. 16 — Quel est le rôle d'une impédance de filtre ?

N. 17 — Qu'arrive-t-il si la charge d'une alimentation vient à manquer en cours de fonctionnement ?

N. 18 — Comment peut-on obtenir, à partir d'une alimentation, des tensions continues de différentes valeurs ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 331

N. 1 — Toutes les fréquences, comprises entre le minimum et le maximum, qui peuvent être reçues avec un récepteur ayant une bobine d'une inductance donnée et un condensateur variable de capacité déterminée.
N. 2 — Que l'antenne soit — autant que possible — accordée sur la fréquence que l'on désire recevoir. En pratique, toutefois, étant donné les difficultés notables dues à la diversité des fréquences des émetteurs à recevoir, on préfère augmenter le nombre des étages amplificateurs Haute Fréquence.
N. 3 — C'est la longueur nécessaire pour obtenir l'accord. Elle peut être effective (en mètres) ou purement « électrique », c'est-à-dire obtenue artificiellement par la mise en série d'une self ou d'une capacité pour augmenter la longueur effective de l'antenne.
N. 4 — C'est le transformateur accordé d'entrée, lequel est généralement un transformateur « élévateur » de tension.
N. 5 — Quand il comporte plusieurs circuits oscillants dont l'accord est obtenu par un condensateur variable à plusieurs sections (une par étage amplificateur).
N. 6 — Une augmentation de la sensibilité, spécialement en ce qui concerne les signaux faibles.
N. 7 — C'est un circuit accordé servant à éliminer (à rejeter) les signaux indésirables. Il est constitué par une inductance et une capacité. Il peut être monté en série ou en parallèle.
N. 8 — C'est une inductance de grande dimension; elle constitue la première bobine d'accord à l'entrée du récepteur et possède un effet directif marqué.
N. 9 — Le condensateur d'accord est complètement ouvert, c'est-à-dire avec son rotor entièrement sorti du stator, de telle sorte que la capacité soit minimum.
N. 10 — Il y en a trois: à variation linéaire de capacité, à variation linéaire de longueur d'onde et à variation linéaire de fréquence.
N. 11 — A ajuster la variation de la capacité de chaque section du condensateur de telle sorte qu'elles soient identiques pour toutes les sections. Permet de réaliser une commande unique correcte.
N. 12 — C'est le passage d'une gamme de fréquence à une autre. Elle se fait en changeant la ou les bobines accordées, soit manuellement, soit au moyen d'un contacteur. Elle peut également se faire en mettant en série ou en parallèle sur le condensateur variable une capacité supplémentaire de valeur déterminée.
N. 13 — C'est l'ensemble formé par les diverses bobines et le contacteur.
N. 14 — Sur la présence d'un courant « lacunaire » forme par le déplacement des « lacunes » produites par le mouvement des électrons sous l'effet du courant électrique de sens opposé.
N. 15 — Il y en a trois: l'émetteur, la base, le collecteur.
N. 16 — Quand le second étage amplifie les signaux déjà amplifiés par l'étage précédent.
N. 17 — Il sert à adapter l'impédance du haut-parleur à celle du transistor, pour obtenir le meilleur rendement acoustique.
N. 18 — Sur la fréquence du signal que l'on veut éliminer

Le tableau 56 se révèlera très utile à l'occasion du calcul d'une impédance de filtre avant des caractéristiques courantes, comme celles énoncées dans cette liste. Il concerne plus particulièrement les impédances (ou bobines de filtre) les plus utilisées dans les circuits d'alimentation des appareils du commerce.

En outre, alors même que l'on devra calculer une impédance de valeur différente de celles portées dans ce tableau, les indications qu'il donne pourront servir de base de référence, car il couvre un domaine très étendu, allant de 4,5 à 35 henrys et de 20 à 250 mA.

Le tableau 57 est un abaque, extrêmement utile pour calculer la section nette du circuit magnétique d'une impédance de filtre, lorsqu'on a la valeur de l'inductance et l'intensité du courant.

Le produit de ces deux valeurs est porté sur l'échelle horizontale (inductance et intensité) et de ce point on trace une perpendiculaire qui vient couper la ligne oblique du graphique. De ce point d'intersection on trace une ligne horizontale vers la gauche et l'on peut, ainsi, lire sur l'échelle verticale la section nette (en cm^2) nécessaire. Pour calculer la section brute il suffira d'augmenter de 10% la valeur trouvée, si l'on utilise des tôles de 0,35 mm d'épaisseur et de 15% pour des tôles de 0,50 mm d'épaisseur. Précisons que pour la construction de bobines de filtre, il est recommandé d'employer des tôles de 0,35 mm d'épaisseur.

L'exemple donné sur l'abaque se rapporte au calcul de l'impédance de filtre de la leçon précédente (44ème).

Le tableau 58 est également un abaque servant au calcul d'une impédance de filtre et il complète celui du tableau 57. Il permet de calculer le nombre d'ampères/tour lorsqu'on connaît l'inductance, l'intensité du courant et le volume du circuit magnétique. Il donne, en outre, l'épaisseur de l'entrefer nécessaire pour interrompre le circuit magnétique afin d'éviter sa saturation.

Le volume du circuit magnétique est obtenu en multipliant sa section par sa longueur, de la façon indiquée dans la 44ème leçon (figure 18). La longueur du circuit magnétique est, pratiquement, égale au pé-

TABLEAU 56 - DIMENSIONS des TOLES POUR IMPEDANCES USUELLES

CARACTERISTIQUES de L'IMPEDANCE	DIMENSIONS des TOLES en mm A × B	EPAISSEUR du PAQUET de TOLES
4,5 henrys — 80 mA cc	47 × 57	23 mm
5,0 henrys —110 mA cc	55 × 66	25 mm
5,0 henrys —200 mA cc	70 × 100	28 mm
7,0 henrys —250 mA cc	79 × 94	31 mm
10,0 henrys —110 mA cc	63 × 76	32 mm
18,0 henrys —100 mA cc	63 × 76	42 mm
20,0 henrys —200 mA cc	120 × 100	41 mm
30,0 henrys — 20 mA cc	47 × 57	30 mm
35,0 henrys — 60 mA cc	63 × 76	45 mm

TABLEAU 57 - ABAQUE POUR LE CALCUL DE LA SECTION NETTE D'UN CIRCUIT MAGNETIQUE

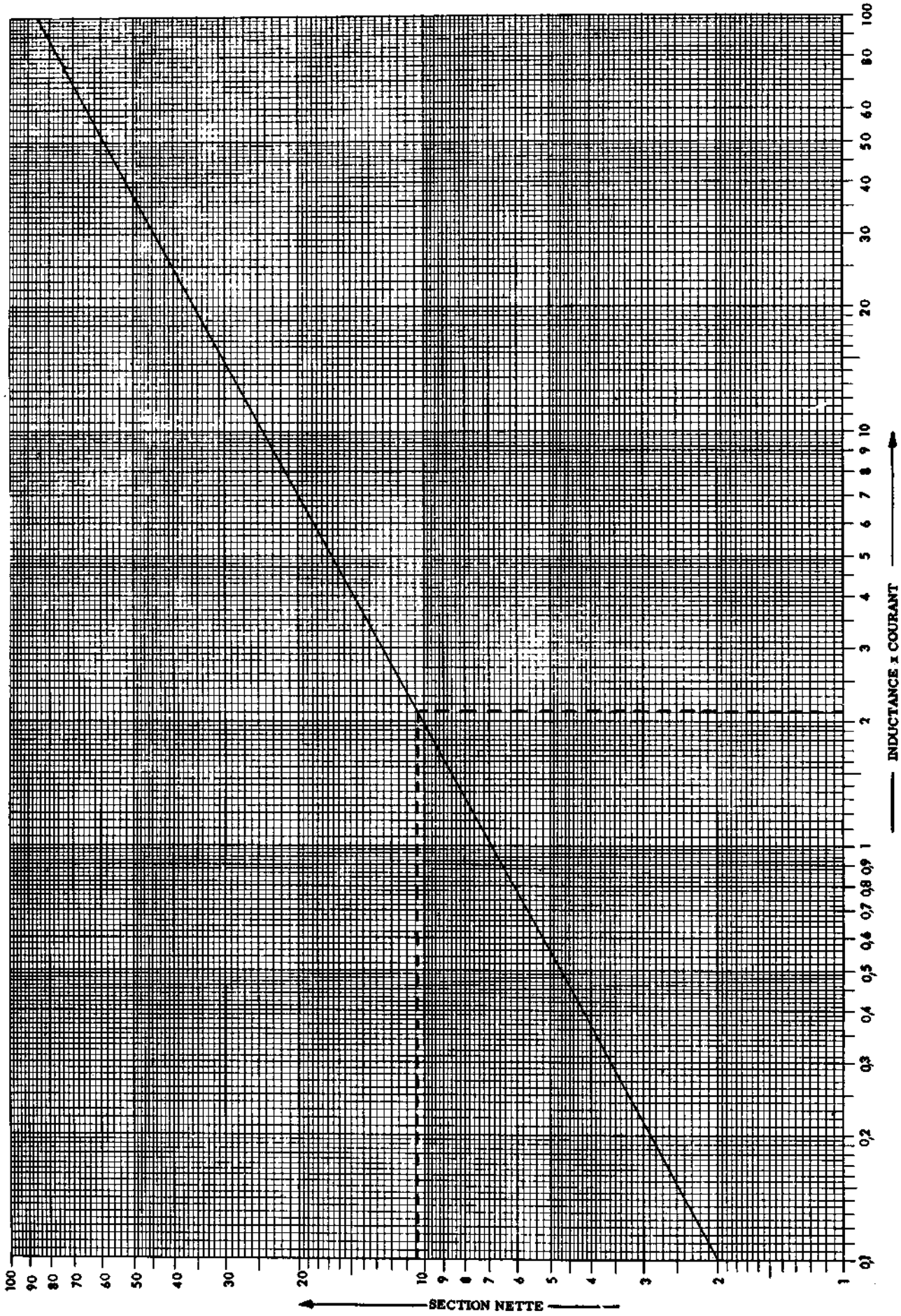
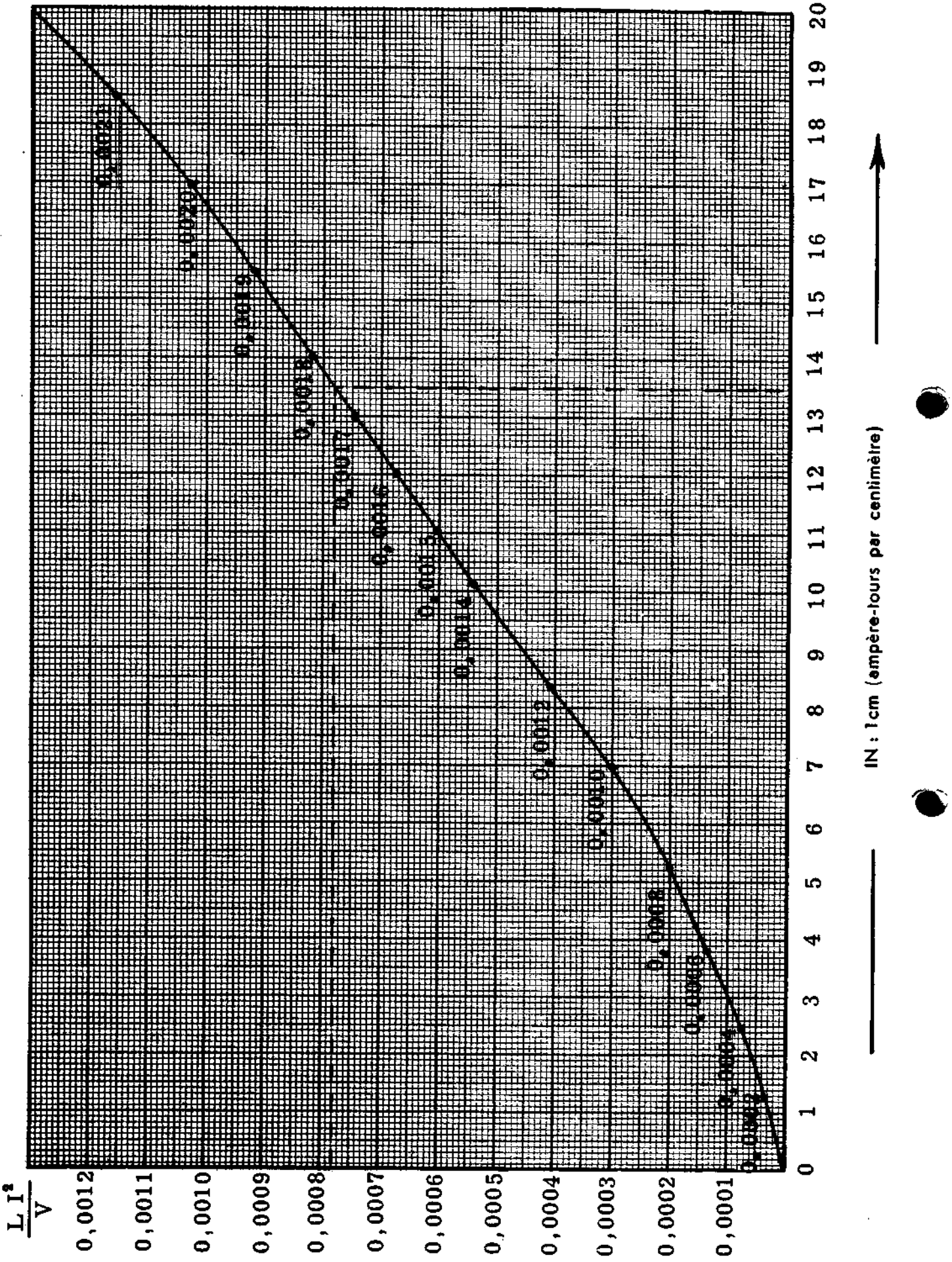


TABLEAU 58 - ABAQUE POUR LE CALCUL DU NOMBRE D'AMPERE-TOURS ET DE L'ENTREFER



rimètre d'un rectangle dont les angles correspondent aux points d'intersections des axes des branches des tôles (figure 18). A ce sujet, il faut remarquer que la jambe centrale a une largeur double de celle des autres, c'est pourquoi l'axe central de référence sera tracé au quart de sa largeur totale. L'exemple donné se rapporte également au calcul de la leçon précédente. L'épaisseur de l'entrefer se calcule en multipliant le nombre lu sur la courbe par la longueur moyenne du circuit magnétique.

Le tableau 59 donne les valeurs numériques des puissances de 10 (négatives ou positives) les plus souvent utilisées. Il peut être utile dans de nombreux cas, pour transformer, par exemple, en milliampères une intensité exprimée en ampères, ainsi que pour les calculs faisant l'objet de notre exposé sur les logarithmes. Tout Radiotechnicien doit être capable de convertir, immédiatement, ces puissances de 10 en leurs valeurs numériques.

Le tableau 60 donne la liste et les valeurs numériques des facteurs mathématiques les plus courants. Lors de la résolution des équations comportant une constante mathématique il suffira de se reporter à ce tableau pour trouver rapidement la valeur numérique correspondante, qu'on portera, ensuite, dans l'équation.

C'est ainsi que, par exemple, si le facteur $\log \pi$ figure dans une formule, nous pourrons immédiatement le remplacer par sa valeur numérique 0.4971, sans qu'il y ait besoin de la calculer à l'aide d'une table de logarithmes.

Le tableau 61 donne la liste des lettres majuscules et minuscules de l'alphabet grec, ainsi que la signification qui leur est symboliquement attribuée dans les formules et les calculs.

Certaines de ces grandeurs sont déjà connues de nos lecteurs, d'autres seront rencontrées par la suite. Dans tous les cas ce tableau sera très utile, soit pour se remémorer quelques symboles oubliés, soit pour apprendre la signification de ceux encore inconnus.

Le tableau 62 fait suite à ceux des séries précédemment publiées car, non seulement il donne la correspondance entre les diverses unités de pression, mais il permet la conversion des unités anglaises et américaines.

C'est ainsi que dans les textes traitant des lampes électroniques, on cite parfois le degré du « vide » régnant à l'intérieur de l'ampoule: généralement 10^{-6} mm de mercure soit environ 10^{-9} atm. Le tableau permet facilement de passer d'une unité à l'autre. Il sera également très utile lorsque, au cours de l'étude sur les microphones, nous parlerons de leur sensibilité qui s'exprime en « microbar par cm^2 ».

TABLEAU 59 — VALEURS DES PUISSANCES DE 10

PUISSANCE	VALEUR	PUISSANCE	VALEUR
10^{-6}	0,000001	10^{1}	10
10^{-5}	0,00001	10^{2}	100
10^{-4}	0,0001	10^{3}	1 000
10^{-3}	0,001	10^{4}	10 000
10^{-2}	0,01	10^{5}	100 000
10^{-1}	0,1	10^{6}	1 000 000
10^{0}	1	10^{7}	10 000 000

TABLEAU 60 - FACTEURS MATHEMATIQUES USUELS

Facteur	Valeur numérique	Facteur	Valeur numérique	Facteur	Valeur numérique	Facteur	Valeur numérique	Facteur	Valeur numérique
$\sqrt{2}$	= 1,4142	e^2	= 7,3891	$\frac{\pi}{4}$	= 0,7854	$\frac{1}{2\pi}$	= 0,1592	$\sqrt{2}\,\pi$	= 4,4427
$\frac{1}{\sqrt{2}}$	= 0,7071	$\frac{1}{e^2}$	= 0,1353	2π	= 6,2832			$\sqrt{2\pi}$	= 2,5066
$\sqrt{3}$	= 1,7321	log e	= 0,4343	3π	= 9,4247	$\left(\frac{1}{2\pi}\right)^2$	= 0,0253	$\frac{\sqrt{\pi}}{2}$	= 0,8862
$\frac{1}{\sqrt{3}}$	= 0,5773	g	= 9,81	4π	= 12,5664	$\frac{1}{\sqrt{\pi}}$	= 0,5642	$\sqrt{\frac{\pi}{2}}$	= 1,2533
$\sqrt{10}$	= 3,1623	$\frac{1}{g}$	= 0,1019	$2\pi \times 50$	= 314,16	$\frac{1}{\pi^2}$	= 0,1013	$\frac{\pi}{\sqrt{2}}$	= 2,2214
$\frac{1}{\sqrt{10}}$	= 0,3162	$\sqrt{g}$	= 3,1321	π^2	= 9,8696	$\frac{1}{\pi^3}$	= 0,0323	log π	= 0,4971
log 10	= 2,3026	g^2	= 96,2361	$4\pi^2$	= 39,4784	$\frac{2}{\pi}$	= 0,6366	$\log \frac{\pi}{2}$	= 0,1961
e	= 2,7182	π	= 3,14159	$(2\pi)^2$	= 39,4784	$\sqrt{\pi}$	= 1,7725	log $\sqrt{\pi}$	= 0,2486
$\frac{1}{e}$	= 0,3679	$\frac{\pi}{2}$	= 1,5708	π^4	= 31,0063			log π^2	= 0,9943
		$\frac{\pi}{3}$	= 1,0472	$\frac{\pi^2}{4}$	= 7,751				
				$\frac{1}{\pi}$	= 0,3183				

TABLEAU 61 - SIGNIFICATION SYMBOLIQUE DES LETTRES DE L'ALPHABET GREC

Nom	Majuscule	Minuscule	Signification
alfa	A	α	Angle, coefficient, surface, facteur d'absorption, constante d'atténuation.
béta	B	β	Coefficient, constante de phase, angle. Déphasage en radians.
gamma	Γ	γ	Quantité spécifique, angle, conductivité électrique, gravité, constante complexe de propagation (M).
delta	Δ	δ	Variation d'une grandeur (en plus ou en moins), densité, angle, déterminant (M), densité de courant permitivité (M).
epsilon	E	ε	Base des logarithmes naturels ou népériens (2,7182), constante diélectrique, permitivité, intensité électrique, coordonnée, coefficient.
zéta	Z	ζ	Coordonnée, coefficient.
éta	H	η	Impédance intrinsèque, rendement, densité de charge de surface, hystérésis, coordonnées.
thêta	Θ	θ	Angle de déphasage, constante de temps, réluctance, angle, température.
iota	I	ι	Vecteur (grandeur vectorielle).
kappa	K	κ	Susceptance, coefficient de couplage (M), coefficient, constante.
lambda	Λ	λ	Longueur d'onde, perméance (M), constante d'atténuation.
mu	M	μ	Préfixe « micro » (= 1/1 000 000), perméabilité, coefficient d'amplification.
nu	N	ν	Réluctance spécifique, fréquence.
ksi	Ξ	ξ	Coordonnée horizontale.
omicron	O	ο	—
pi	Π	π	Rapport entre la longueur de la circonférence et le diamètre d'un cercle, (3,1416), angle, constante.
rô	P	ρ	Résistivité, densité de charge de volume, coordonnée.
sigma	Σ	σ	Densité de charge de surface, constante de propagation, coefficient de dispersion de la conductivité électrique, signe de « somme » (M).
tau	T	τ	Constante de temps, déphasage, facteur de transmission, densité.
phi	Φ	φ	Flux magnétique (intensité), angle, potentiel scalaire (M), facteur de puissance. Déphasage
khi	X	χ	Susceptance électrique, angle.
psi	Ψ	ψ	Flux diélectrique, différence de phase, coordonnée, angle.
oméga	Ω	ω	Vitesse angulaire, résistance, impédance et réactance en ohms (M), angle solide (M).
upsilon	Y	υ	—
			La lettre (M) indique les cas où la lettre est utilisée en majuscule.

TABLEAU 62 - TABLE de CONVERSION des UNITES de PRESSION et CORRESPONDANCE avec les UNITES ANGLAISES

UNITES	atm.	kg/cm²	mm d'eau	mm de Hg à 0°	bars	millibars	microbars	livres/pouce²	livres/pied²
Atmosphère	1	1,033	10.332	760	1,013	1.013	$1{,}013\times10^{3}$	14,7	2.116
mm de Hg à 0° . .	$1{,}3\times10^{-3}$	$1{,}36\times10^{-3}$	13,6	1	$1{,}33\times10^{3}$	1,333	1.333	$1{,}93\times10^{-2}$	2,735
bars	0,987	1,02	10.197	750,1	1	10^{3}	10^{6}	14,5	2.088
millibars	$9{,}87\times10^{-4}$	$1{,}02\times10^{-3}$	10,2	0,75	10^{-3}	1	10^{3}	$1{,}45\times10^{-2}$	2,089
microbars	$9{,}87\times10^{-7}$	$1{,}02\times10^{-6}$	$1{,}1\times10^{-3}$	$7{,}54\times10^{-4}$	10^{-6}	10^{-3}	1	$1{,}45\times10^{-5}$	$2{,}1\times10^{-3}$
livres/pouce² . . .	$6{,}8\times10^{-2}$	$7{,}03\times10^{-2}$	713,3	51,7	$6{,}9\times10^{-2}$	68,94	68.940	1	144
livres/pied²	$4{,}73\times10^{-4}$	$4{,}8\times10^{-4}$	4,883	0,336	$4{,}8\times10^{-4}$	0,48	478,8	7×10^{-3}	1

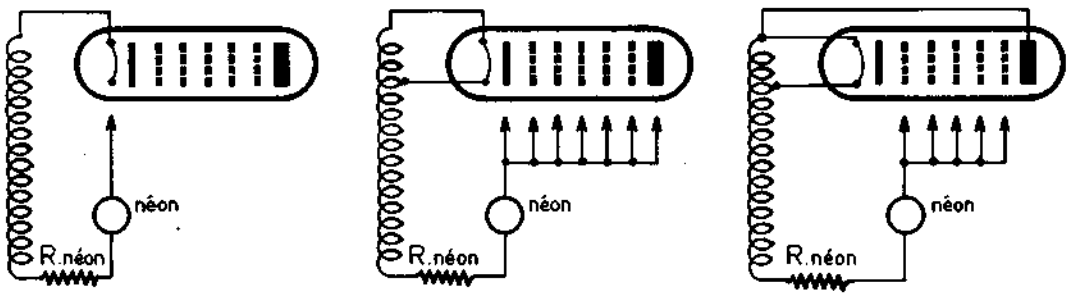


Fig.1 essai filament

Fig.2 isolement filament

Fig.3 isolement anode

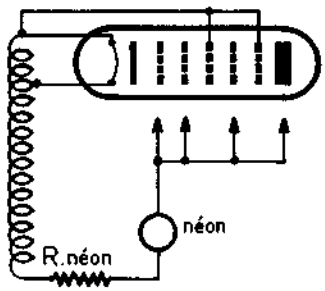


Fig.4 isolement écran

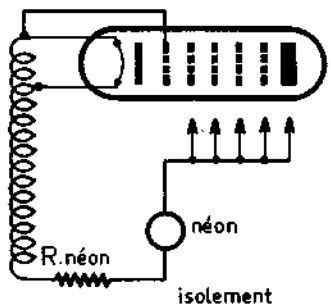


Fig.5 isolement grille anode oscill.

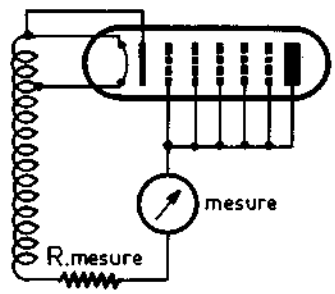


Fig.6 mesure de débit

fications puissent se faire rapidement et sans risque d'erreur. C'est dans cet esprit qu'a été étudié le lampemètre TS-66. Pour bien comprendre le fonctionnement de cet instrument, nous allons tout d'abord indiquer le principe des mesures. Technique Service

PRINCIPE DE VERIFICATION

Les contrôles qu'il est nécessaire d'effectuer pour déterminer si une lampe est bonne ou mauvaise sont les suivants:

— Continuité du filament

— Isolement entre toutes les électrodes

— Mesure du courant cathodique

Il est évident que si le filament est coupé, la lampe est hors d'usage. Il en est de même si deux électrodes, par exemple une grille et la plaque, sont en contact alors qu'elles devraient être parfaitement isolées. Enfin, si le courant cathodique est nul ou insuffisant, la lampe est épuisée et n'est plus apte à remplir correctement sa fonction. Notons que pour effectuer la mesure du courant cathodique, il faut chauffer normalement le filament et pour cela le lampemètre doit être doté d'un transformateur pouvant délivrer les différentes tensions de chauffage utilisées.

La **figure 1** montre comment on vérifie le filament. On met ce dernier en série avec le secondaire du transformateur d'alimentation, une lampe néon et une résistance de protection (R. Néon). Il est évident que si le filament est bon, la lampe néon s'illumine. Dans le cas contraire, elle reste obscure.

La **figure 2** montre comment on vérifie l'isolement entre filament et cathode. Tout d'abord, il faut noter que le filament est alimenté normalement. Il est en effet nécessaire d'effectuer cet essai « à chaud ». Une lampe parfaitement normale à froid peut en effet présenter lorsqu'elle est chaude de graves courts-circuits dûs à la dilatation des électrodes ou à la déformation de leurs supports. Par conséquent, toutes nos vérifications sont faites à chaud.

Le filament est connecté à une extrémité du secondaire du transformateur d'alimentation et on relie la cathode à l'autre extrémité à travers la lampe au néon et la résistance. Si l'isolement est bon, la lampe ne doit pas s'allumer. Dans le cas contraire, il faut conclure à un court-circuit. Le tube peut cependant s'illuminer faiblement à cause de la faible capacité qui existe toujours entre filament et cathode et qui laisse passer un peu de courant alternatif. Malgré cette faible luminescence, la lampe est bonne. On vérifie de la même façon l'isolement entre le filament et les autres électrodes (grille et plaque) en remplaçant la liaison avec la cathode par une liaison avec ces diverses électrodes.

La **figure 3** montre comment on vérifie l'isolement de la plaque par rapport aux autres électrodes. Cette plaque est reliée à une extrémité du secondaire du transformateur d'alimentation. On relie successivement toutes les autres électrodes à la seconde extrémité du secondaire à travers la lampe néon et la résistance de protection. Il est évident que si la lampe s'illumine, il y a contact accidentel entre la plaque et l'électrode considérée à ce moment. Si le tube néon s'illumine d'un côté seulement cela n'indique pas un court-circuit mais une fuite entre filament et cathode. Mais ce défaut d'isolement aura été décelé par l'essai précédent.

Les **figures 4** et **5** montrent comment on vérifie l'isolement de la grille écran et celui de la grille anode oscillatrice. D'une façon générale, on peut par le même moyen vérifier l'isolement de n'importe quelle élec-

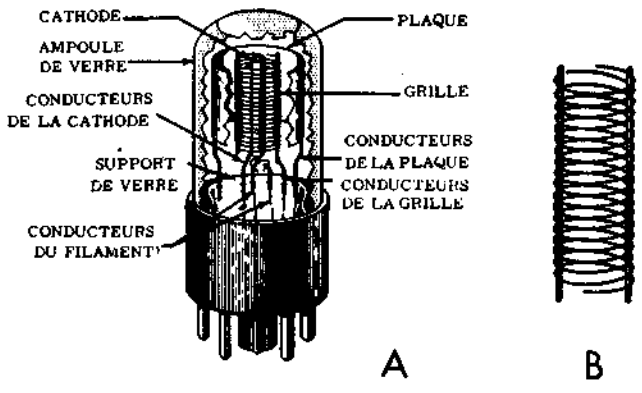


Fig. 1 - Coupe d'une triode à chauffage indirect. On voit, en A, les électrodes dans leurs positions respectives; en B, vue agrandie de la grille.

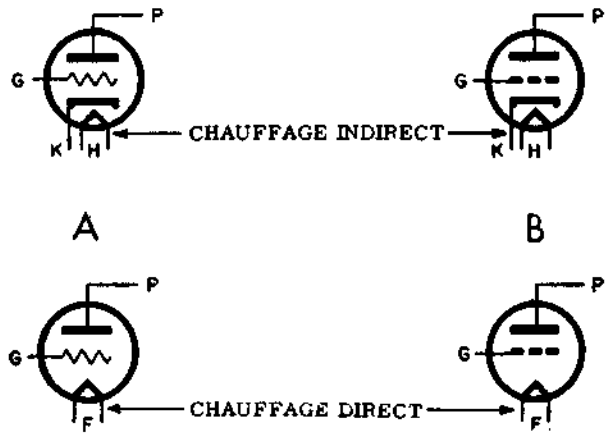


Fig. 1 bis - Quand la triode doit être représentée symboliquement, sur les schémas, on peut employer — pour la grille — les systèmes indiqués en A ou B.

de coupure (en anglais: « cut off voltage »). Au fur et à mesure que la tension de grille devient moins négative, le courant plaque devient plus important, comme le montre la courbe. Il convient de remarquer que celle-ci est presque une droite, sur une partie de son tracé; dans cette partie de la courbe, une variation de la tension de grille produit une variation correspondante « linéaire » du courant anodique. Dans de nombreux cas, on fait fonctionner les triodes dans la partie linéaire de leur caractéristique en polarisant la grille de commande de façon telle que le signal alternatif, qui s'ajoute à cette polarisation, en fasse varier la valeur, sans, pour autant, dépasser les limites de la partie rectiligne de la courbe.

Lorsque la grille devient positive, elle se comporte comme une anode et, de ce fait, absorbe des électrons de la cathode. Quand cela se produit, on a un courant grille.

Comme pour la diode, il existe également pour la triode une tension plaque critique déterminant le courant de saturation; c'est la tension positive de plaque au delà de laquelle le courant anodique n'augmente plus, quelle que soit l'augmentation de la tension. La différence entre la diode et la triode, sur ce point, réside dans le fait que, pour la triode, cette tension critique — et, en conséquence, le courant de saturation correspondant — change en fonction de la valeur de la tension de la grille.

Si la tension de polarisation (tension grille) est nulle, la tension critique aura une valeur déterminée, tout comme pour une diode; si la polarisation est négative, la tension plaque critique sera d'autant plus élevée que la tension négative de grille sera plus grande, en effet, la plaque devra exercer une force d'attraction plus forte sur les électrons émis par la cathode pour les attirer et vaincre la force contraire produite par la tension grille. Dans le cas contraire, c'est-à-dire si la grille est portée à un potentiel positif, la tension critique de plaque sera moins élevée, puisqu'une partie des électrons émis par la cathode seront absorbés par la grille elle-même.

En d'autres termes, il est possible de trouver un nombre infini de tensions critiques ou de saturation, correspondant à autant de valeurs positives ou négatives de la tension de la grille de commande.

La courbe de la figure 4 a été tracée pour une tension plaque de 100 volts, mais, c'est évident, il est possible de tracer des courbes semblables pour d'autres tensions. En procédant ainsi et en réunissant ces diverses courbes sur un même graphique, on obtient une « famille de courbes » — comme nous l'avons déjà vu pour la diode. Dans le cas qui nous intéresse, nous aurons une famille de courbes E_g-I_p, dont un exemple est donné dans la **figure 5**.

Un autre type de famille de courbes, fournissant les mêmes renseignements, est illustré sur la **figure 6**.

Les courbes de ce graphique ont été relevées en maintenant la tension de grille E_g a une valeur constante (une tension différente pour chaque courbe) et en notant l'intensité du courant anodique, I_p pour diverses valeurs de la tension de plaque, E_p. Cette nouvelle famille de courbes donne, sous une forme différente, les mêmes indications que les courbes de la figure 5.

On remarquera, et nous avons déjà énoncé ce fait plus haut, que si la grille est portée à un potentiel négatif, le courant anodique ne peut prendre naissance tant que la tension plaque, E_p, n'a pas atteint une valeur suffisante pour vaincre l'opposition de la grille. On notera également que le courant anodique augmente en même temps que la tension plaque.

Les courbes E_p-I_p fournissent donc les mêmes renseignements que les courbes E_g-I_p, bien que sous une forme différente. Généralement, dans les notices publiées par les fabricants de lampes, ce sont les courbes E_p-I_p qui sont fournies. Ces deux types de courbes sont connues sous le nom de courbes caractéristiques **statiques** de la lampe; statiques, car elles sont relevées sous des potentiels continus fixes en tous les points. En pratique, les lampes sont employées en superposant des tensions alternatives sur les tensions fixes de polarisation. Toutefois, à partir des courbes statiques étudiées plus haut, il est possible de tirer

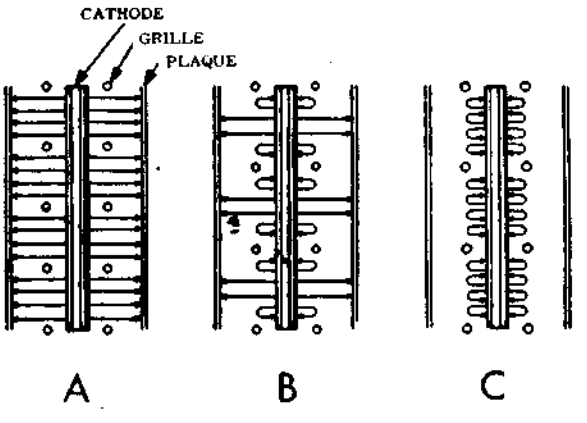


Fig. 2 - Effets produits par la tension négative de grille. en A, tension nulle; en B, tension négative faible et en C, tension négative élevée, les électrons ne peuvent plus atteindre la plaque.

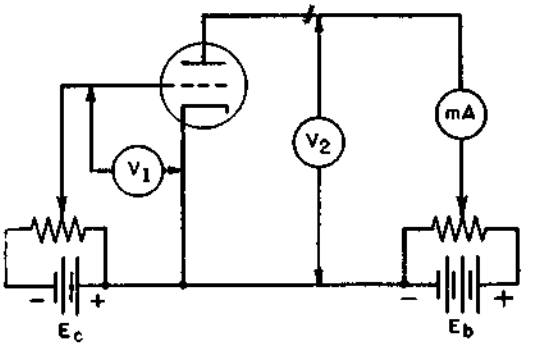


Fig. 3 - Montage d'une triode avec les piles d'alimentation plaque et de polarisation grille. L'intensité du courant plaque varie lorsqu'on fait varier les deux tensions au moyen des potentiomètres.

diverses données, qui se révèlent particulièrement utiles pour l'analyse du fonctionnement d'une lampe dans un circuit comportant des composantes alternatives.

Amplification

Une des caractéristiques les plus importantes de la triode (et de toutes les autres lampes à électrodes multiples), consiste donc, dans son aptitude à traduire de faible variations de tensions appliquées sur la grille de commande en variations du courant anodique beaucoup plus importantes: c'est ainsi que se produit ce qu'on appelle « l'amplification ».

On peut dire que la grille fonctionne à la manière d'une valve capable de contrôler le courant anodique, car les variations de la tension de polarisation de grille ont un effet plus important sur le courant plaque que les variations de la tension anodique.

Pour mieux illustrer ce qui précède, considérons le circuit de la **figure 7**. Dans celui-ci, la plaque est portée à une tension positive de valeur telle que la lampe fonctionne sur la courbe E_g-I_p de la **figure 8**.

Sur la grille est appliquée une faible tension négative fixe, de telle sorte que le point de fonctionnement soit le point P de la courbe. A la polarisation fixe de grille on superpose un signal alternatif; ce signal est représenté par la sinusoïde figurée sous l'axe horizontal, à la partie inférieure de la figure. Le courant anodique est également représenté par une sinusoïde, à droite de la courbe.

On constate que, si la tension de la grille devient plus positive, le courant anodique augmente, et inversement; la forme d'onde du courant anodique est l'exacte reproduction (agrandie) de la tension alternative d'entrée appliquée à la grille, tant que la lampe fonctionne dans la partie droite de sa courbe caractéritique, ce qui est le cas dans l'exemple choisi. Si le point central de travail P, avait été placé un peu plus bas, ou beaucoup plus haut, la forme d'onde appliquée à l'entrée aurait été considérablement déformée à la sortie et l'on aurait eu ce qu'on appelle, en langage courant, une **distorsion de forme**.

Il convient d'ajouter que, tant que la tension de grille est maintenue à une valeur inférieure à zéro (tension négative), aucun courant de grille n'apparaît; en conséquence, la grille ne dissipe aucune énergie.

CARACTERISTIQUES DES TUBES ELECTRONIQUES

Coefficient d'amplification

Le coefficient d'amplification d'une lampe donne la mesure de son pouvoir amplificateur, il est généralement représenté par la lettre **K** (ou par la lettre grecque μ (mu) aux USA). C'est le rapport entre les variations de la tension plaque et les variations de la tension grille, nécessaires pour maintenir le courant anodique à une valeur constante. L'équation exprimant le coefficient d'amplification, est la suivante:

$$K = \frac{\Delta E_p}{\Delta E_g} \quad (I_p \text{ étant constant})$$

Le triangle Δ (lettre grecque « delta ») est le symbole employé pour indiquer une faible variation.

Supposons qu'une variation de 1 volt de la tension de la grille produit une variation de 1 milliampère du courant de plaque. Si, dans ces conditions, il faut augmenter de 20 volts la tension anodique pour augmenter le courant plaque de la même quantité (soit 1 mA), on dit que la lampe a un coefficient d'amplification égal à 20. Cela veut dire que pour obtenir une même variation du courant plaque de cette lampe, il faut une variation de la tension plaque vingt fois plus grande que celle de la tension grille. Le coefficient d'amplification d'une lampe se rapporte à des conditions de travail déterminées, comme, par exemple, une tension plaque et une tension de polarisation données. Cette valeur « K », peut varier suivant les conditions de travail, bien que restant constante dans toute la partie rectiligne de la courbe caractéristique. Il représente le gain maximum en tension qu'il est possible d'obtenir de la lampe; toutefois, en pratique, le gain réel est toujours légèrement inférieur au coefficient d'amplification propre de la lampe.

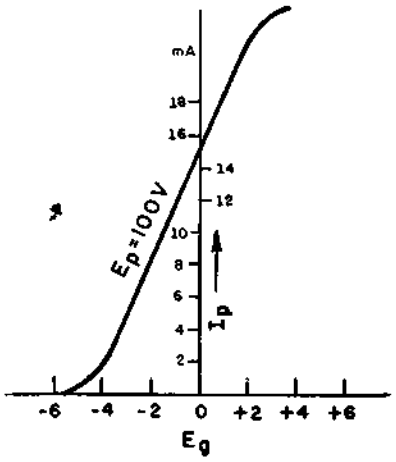


Fig. 4 - Courbe typique montrant la relation existant entre E_g et I_p dans une triode.

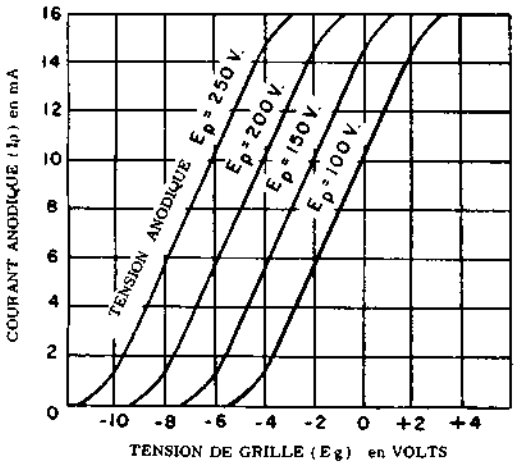


Fig. 5 - Famille de courbes E_g-I_p d'une triode, correspondant à diverses tensions anodiques.

Résistance interne

En plus du coefficient d'amplification K, tout tube électronique a une **résistance de plaque** qui lui est propre. La résistance de plaque d'une lampe est la mesure de l'opposition que celle-ci présente au passage du courant, ou, si l'on veut, la résistance de l'espace cathode-plaque. Cette résistance de plaque est une des caractéristiques importantes d'un tube, car elle indique la différence de potentiel entre les électrodes pour une intensité déterminée du courant traversant la lampe.

La loi d'Ohm nous apprend que la résistance d'un dispositif quelconque est donnée par la formule R = E : I, dans laquelle R est la résistance, E la tension et I l'intensité. Quand le circuit présente une résistance constante, comme dans le cas d'une résistance classique, il possible de mesurer E et I et de trouver R, Par exemple, reportons-nous encore à la figure 11 de la 43eme Leçon et observons la courbe « 2 »: elle représente la courbe caractéristique d'une résistance. En n'importe quel point de cette courbe, il est possible de mesurer E sur l'axe vertical (ordonnée) et de mesurer I sur l'axe horizontal (abscisse); on constate, alors, que, en divisant E par I, on obtient toujours la même valeur pour R, On notera que ce rapport est l'inverse de la tangente de l'angle que la courbe fait avec l'axe horizontal; en d'autres termes, la résistance de plaque est l'inverse du degré d'inclinaison de la courbe elle-même. A une résistance élevée correspond une courbe caractéristique de faible pente.

Quand on désire trouver la valeur de la résistance de plaque d'une lampe, on peut choisir n'importe quel point de la courbe caractéristique E_p-I_p et faire le quotient de E_p, en ce point, avec la valeur correspondante de I_p. Le résultat donne la valeur ohmique de la résistance en ce point. Toutefois, quand on emploie une lampe comme amplificatrice, elle doit travailler sur une plage étendue de sa caractéristique et non seulement sur un point déterminé; malheureusement, la résistance de plaque en courant continu n'est pas constante en tous les points de la courbe. Ceci est mis en évidence sur la courbe «1» de la figure 11, de la 43ème Leçon. La courbe caractéristique de la lampe n'est pas une ligne droite; il en résulte que le rapport $E_p : I_p$ n'a pas la même valeur en tous les points. Il est donc nécessaire de connaître sa résistance au courant alternatif, c'est-à-dire la **résistance dynamique** de la lampe en question.

Supposons que nous fassions varier la tension plaque d'une valeur très faible, ΔE_p. Cela produit une très faible variation du courant anodique, ΔI_p.

La rapport $\Delta E_p : \Delta I_p$ donne la résistance dynamique de plaque, ou résistance au courant alternatif. L'équation donnant se rapport est la suivante:

$$R_p = \frac{\Delta E_p}{\Delta I_p} \quad (E_g \text{ restant constant})$$

La théorie mathématique de la courbe nous enseigne que la pente de la courbe est la tangente de l'angle qu'elle forme avec l'axe horizontal. Sur la figure 9, nous constatons que R_p est la cotangente de cet angle, ce qui signifie que la résistance dynamique est l'inverse de la pente.

Dans la famille de courbes de la figure 6, la pente est la même aux divers points des courbes. Cela veut dire que la lampe a la même résistance dynamique de plaque dans une large plage de travail. Cette résistance dynamique est donnée dans tous les tableaux énonçant les caractéristiques des lampes. Par exemple, la résistance en courant alternatif d'une triode classique, comme la 6SN7, est de l'ordre de 7 000 ohms. Sa résistance statique est légèrement inférieure. La résistance statique d'une diode, par contre, est d'environ 500 ohms dans le sens de conduction et sa résistance dynamique de plaque est sensiblement la même. La valeur ohmique de R_p, de même que le coefficient d'amplification K, peuvent être calculés à partir des courbes caractéristiques.

Conductance mutuelle

Une troisième grandeur caractéristique d'un tube électronique, outre la résistance R_p et le coefficient d'amplification K, est sa **conductance mutuelle** ou **trans-**

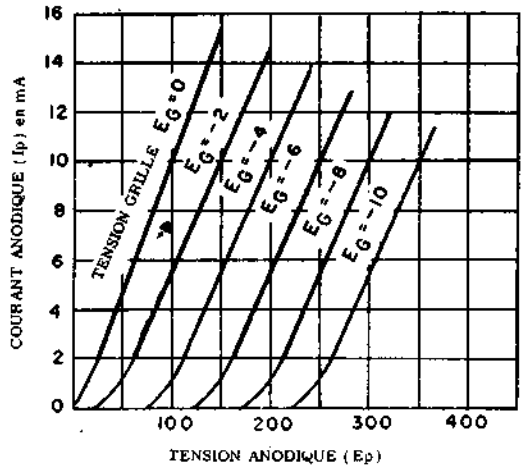


Fig. 6 - Famille de courbes E_p-I_p d'une triode. Chacune d'elles se rapporte à une tension de polarisation de grille déterminée. Leur interprétation correcte permet de tirer le meilleur rendement de la lampe.

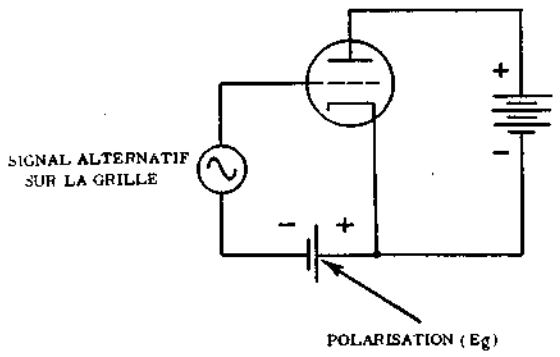


Fig. 7 - Schéma de principe montrant l'utilisation d'une triode comme étage amplificateur. A la tension continue de grille (tension de polarisation) est superposée une tension alternative qui est le signal à amplifier.

conductance, représentée par le symbole g_m. Elle est définie comme étant le rapport entre une faible variation du courant anodique et la faible variation de la tension de grille nécessaire pour la produire, la tension plaque restant constante. En d'autre termes, elle mesure comment la grille contrôle le courant anodique. Son équation est la suivante:

$$g_m = \frac{\Delta I_p}{\Delta E_g} \quad (E_p \text{ étant constant})$$

Tout comme pour R_p et K, la valeur de g_m peut être déduite de l'étude des courbes caractéristiques. Etant donné que g_m est le rapport d'un courant à une tension, elle est pratiquement l'inverse d'une résistance (ohm), pour cette raison, son unité de mesure est le **mho** (le mot ohm écrit à l'envers).

La valeur g_m est tellement faible qu'elle se mesure en **micromho** (en millionièmes de mho).

Les trois caractéristiques d'un tube électronique, étudiées jusqu'ici, sont en relations entre elles, et dépendent essentiellement de la structure de la lampe. Puisque:

$$g_m = \frac{\Delta I_p}{\Delta E_g}$$

et:
$$R_p = \frac{\Delta E_p}{\Delta I_p}$$

on a:
$$K = g_m \times R_p$$

Ainsi, connaissant deux des caractéristiques, il est facile de calculer la troisième.

$$g_m = \frac{K}{R_p} \qquad \text{et} \qquad R_p = \frac{K}{g_m}$$

Il existe également une seconde méthode pour calculer la conductance mutuelle; on considère que cette grandeur exprime les variations du courant anodique, en milliampères, en fonction de la tension de grille, en volts. Etant donné qu'une variation de V volts de la tension de la grille produit une variation de mA milliampères du courant plaque, on dite que la conductance mutuelle d'une lampe s'exprime en mA/V (lire milliampères par volt). On parle, alors de la **pente** d'une lampe.

Tandis que les tableaux donnant les caractéristiques des lampes américaines indiquent généralement la **conductance mutuelle** en micromho (µmho), ceux donnant les caractéristiques des lampes européennes, indiquent la **pente** en mA/V.

Il convient de noter qu'il s'agit là de la simple préférence d'un système de notation par rapport à un autre, étant donné que les grandeurs sont absolument les mêmes. C'est ainsi, par exemple, que:

2 500 µmho correspondent à 2,5 mA/V
3 000 µmho correspondent à 3 mA/V,
et ainsi de suite.

UTILISATION DES COURBES CARACTERISTIQUES

La **figure 10** illustre une famille de courbes E_p-I_p, faisant partie des caractéristiques d'un type classique de triode amplificatrice, la 6J5. On remarquera que les quatre points marqués A, B, C et D se trouvent sur les parties rectilignes des courbes. Nous nous servirons de ces courbes pour calculer le coefficient d'amplification, la résistance de plaque et la conductance mutuelle, de la façon suivante :

Le coefficient d'amplification est donné par:

$$K = \frac{\Delta E_p}{\Delta E_g} \text{ pour } I_p \text{ constant} = 7 \text{ mA}$$

Le point A correspond à	155 volts
Le point C correspond à	195 volts
La variation de E_p est égale à	40 volts
Le point A correspond à	—4 volts
Le point C correspond à	—6 volts
La variation de E_g est égale à	2 volts

Le coefficient d'amplification du tube est donc de:

$$K = \frac{40 \text{ V}}{2 \text{ V}} = 20$$

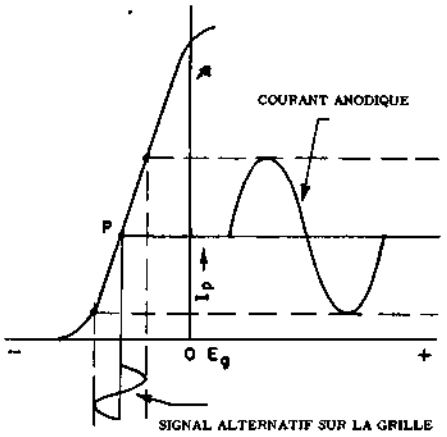


Fig. 8 - Courbe caractéristique E_g-I_p d'une triode. Elle montre comment la « pente » détermine l'amplification du signal. Au bas de la figure est représenté le signal d'entrée et à droite, le signal de sortie (amplifié).

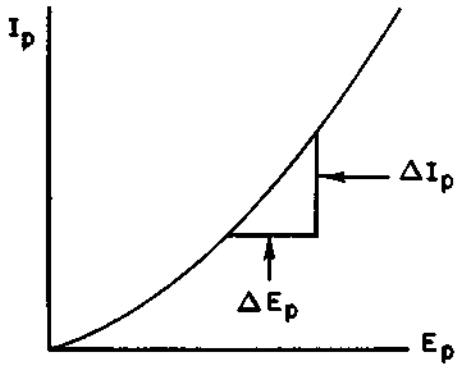


Fig. 9 - Diagramme montrant que la résistance de plaque (R_p) est l'inverse de la tangente de l'angle que fait la courbe avec l'axe horizontal.

La résistance de plaque est donnée par:

$$R_p = \frac{\Delta E_p}{\Delta I_p} \text{ pour } E_g \text{ constant } = -4 \text{ volts}$$

Le point A correspond à	155 volts
Le point B correspond à	185 volts
La variation de E_p est égale à	30 volts
Le point A correspond à	7 mA
Le point B correspond à	11 mA
La variation de I_p est égale à	4 mA

La résistance de plaque du tube est donc de:

$$R_p = \frac{30 \text{ V}}{4 \text{ mA}} = 7\,500 \text{ ohms}$$

La transconductance, ou conductance mutuelle, est donné par:

$$g_m = \frac{I_p}{E_g} \text{ pour } E_p \text{ constant } = 155 \text{ volts}$$

Le point A correspond à	7 mA
Le point D correspond à	12,5 mA
La variation de I_p est égale à	5,5 mA
Le point A correspond à	—4 volts
Le point D correspond à	—2 volts
La variation de E_g est égale à	2 volts

La transconductance du tube est donc de:

$$g_m = \frac{5.5 \text{ mA}}{2 \text{ V}} = 0.00275 \text{ mho} = 2\,750 \text{ µmho}$$

Sa pente est donc de: S = 2,75 mA/V

Effets de la résistance de charge

Jusqu'à présent nous n'avons considéré le fonctionnement de la lampe qu'uniquement en fonction des réactions internes. Nous n'avons pas encore vu comment on peut obtenir une tension utile de sortie. Une des méthodes les plus usuelles pour atteindre ce but consiste à placer une résistance de charge dans le circuit plaque du tube; c'est la résistance marquée Rc sur le schéma de la **figure 11-A**. Aux bornes de cette résistance on trouve une chute de tension proportionnelle aux variations du courant anodique.

En l'absence d'une telle résistance, c'est-à-dire sans charge, une tension quelconque de signal appliquée à la grille détermine une variation de l'intensité du courant anodique qui se produit le long de la courbe « 1 » de la figure **11-B**.

La mise en circuit de la résistance de charge contraint le courant plaque à suivre la courbe « 2 », laquelle a une pente plus faible, cette diminution de pente étant proportionnelle à la valeur de la résistance.

La courbe numéro « 2 » est appelée **caractéristique dynamique**, car elle permet de se rendre compte du comportement de la lampe dans les conditions effectives de travail, c'est-à-dire quand une résistance de charge est placée dans son circuit plaque et qu'une tension alternative est appliquée à sa grille.

Le courant anodique suit la caractéristique dynamique: avec une charge dans son circuit plaque, la tension de celle-ci diffère de la tension anodique d'alimentation d'une quantité égale à la chute de tension se produisant aux bornes de la résistance. On remarquera que la caractéristique dynamique est plus linéaire que la caractéristique statique du tube.

La tension plaque au point de fonctionnement P est égale à la tension d'alimentation anodique, diminuée de la chute de tension présente aux bornes de la résistance de charge Rc. Une augmentation de la tension de grille (dans le sens positif, c'est-à-dire une diminution de la tension de polarisation négative), entraîne une augmentation du courant anodique et, donc, une augmentation de la chute de tension aux bornes de Rc. Celle-ci, à son tour, contribue à réduire la tension disponible à la plaque du tube, ce qui empêche le courant anodique d'augmenter de la manière indiquée sur la courbe «1». Au-dessous du point P, la tension plaque augmente quand le courant diminue; pour cette rai-

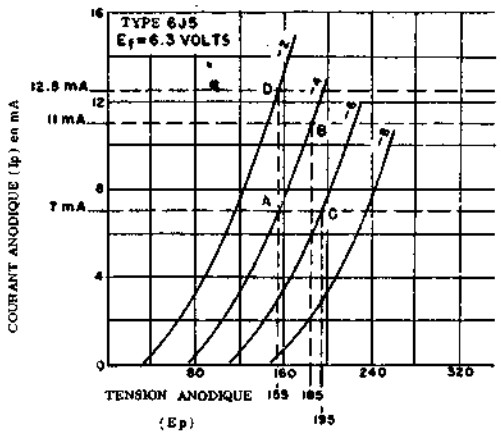


Fig. 10 - Courbe E_p-I_p d'une triode classique, 6J5.

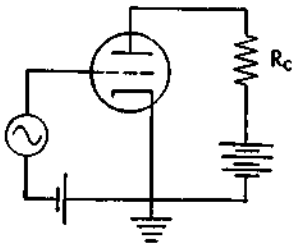


Fig. 11 A - Montage typique d'une triode avec polarisation de grille et résistance de charge anodique. Un signal alternatif est superposé à la tension continue de polarisation.

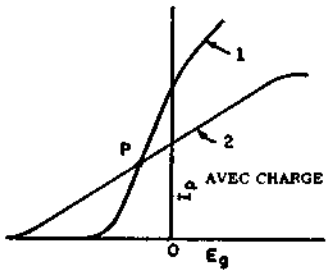


Fig. 11 B - Transformation de la courbe E_g-I_p sous l'effet de la résistance de charge du circuit anodique. La pente diminue.

son, la courbe du courant anodique avec charge suit la courbe « 2 », au lieu de la courbe « 1 ». La pente de la nouvelle courbe caractéristique (caractéristique dynamique), montre que l'amplification effective de la lampe est inférieure à celle indiquée par le coefficient d'amplification, K, du tube.

Droite de charge

De nombreux problèmes de calculs concernant les tubes électroniques peuvent être résolus au moyen de graphiques, avec l'aide des courbes E_p-I_p et d'une **droite de charge** qui peut être tracée pour une valeur de charge donnée et une tension anodique déterminée. Dans le cas où la charge est purement résistive (constituée par une seule résistance ohmique) on peut tracer une droite de charge dite « statique », suffisante pour nous faire connaître la tension de sortie que nous pourrons obtenir d'une lampe déterminée, connaissant: la valeur de la résistance de charge, la tension de polarisation, la tension anodique et l'amplitude du signal d'entrée.

En appliquant la loi de Kirchhoff au circuit de la **figure 13-A**, on peut écrire l'équation ci-dessous:

$$E_p + I_pRc = Eb$$

Si la tension d'alimentation est de 350 volts et si la résistance de charge a une valeur de 25 000 ohms, l'expression devient:

$$E_p + I_p\ (25\,000) = 350$$

Dans cette équation figurent deux valeurs inconnues (E_p et I_p) que nous pourrons représenter par une ligne droite. Etant donné qu'une droite peut être déterminée par deux de ses points seulement, nous déterminerons, sur le graphique, ceux correspondant à $E_p = 0$ et à $I_p = 0$, comme le montre la figure 12.

$$\text{Quand } E_p = 0, \text{ on a } I_p = \frac{350}{25\,000} = 14 \text{ mA}$$

Quand $I_p = 0$, on a $E_p = 350$ volts

Après avoir déterminé ces deux points sur le graphique illustrant une famille de courbes E_p - I_p d'une lampe (une 6J5, par exemple, on trace une ligne droite les unissant. On obtient, ainsi, la droite de charge pour le courant continu (comme le montre la figure 12) relative à une résistance de charge de 25 000 ohms et une tension d'alimentation de 350 volts.

Le **point de fonctionnement** d'une lampe donne la valeur de la tension plaque, de la tension de polarisation de grille, ainsi que l'intensité du courant anodique en condition statique (c'est-à-dire en l'absence de variations produites par un signal). La droite de charge est formée d'une infinité de points successifs relatifs à une tension et un courant anodique donnés. Le point de fonctionnement de la lampe se trouve sur cette droite; pour le déterminer, il suffit de choisir la tension de polarisation nécessaire: le point d'intersection de la droite de charge et de la courbe E_p-I_p relative a cette valeur de polarisation, donne le point de fonctionnement du tube.

Supposons que, dans le circuit considéré, la tension de polarisation soit de —6 volts. Le point d'intersection de la courbe correspondant à —6 volts avec la droite de charge est le point de fonctionnement que nous devions déterminer. Pour ce point P, on a:

E_p = 180 volts, environ; I_p = 6,5 mA et E_g =-6 volts

Si la valeur ohmique de la résistance de charge était de 50 000 ohms et si la tension d'alimentation était de 400 volts, la droite de charge serait différente.

Le Lecteur pourra — s'il le veut — tracer cette nouvelle droite sur le même graphique de la figure 12, en procédant d'une manière analogue à la précédente.

C'est ainsi que:

$$\text{Quand } E_p = 0, \text{ on aura } I_p = \frac{400}{50\,000} = 8 \text{ mA}$$

et pour $I_p = 0$, on a $E_p = 400$ volts

Une fois tracée la droite réunissant ces deux points,

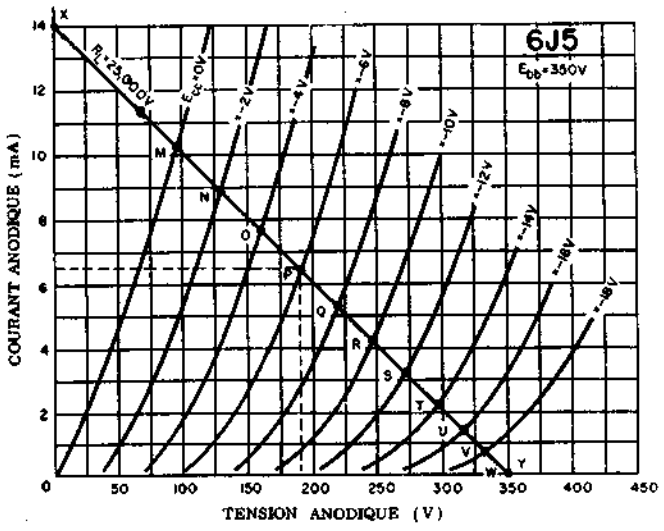


Fig. 12 - Famille de courbes caractéristiques d'une triode type 6J5. Connaissant la tension d'alimentation et la valeur de la résistance de charge, on peut tracer la droite de charge. Celle-ci permet de déterminer la tension et le courant anodique effectifs, ainsi que le coefficient d'amplification, pour les diverses tensions de polarisation de la grille de commande.

on notera qu'avec une polarisation de grille encore égale à —6 volts, la tension anodique E_p est de l'ordre de 170 volts et le courant plaque, I_p, vaut 4,2 mA, environ.

Dans le premier cas considéré (charge de 25 000 ohms), si nous portons la polarisation de grille à —8 volts, le point de fonctionnement se déplacera en Q, (figure 12), et la tension anodique E_p sera de 220 V, tandis que le courant I_p sera de 5,2 mA. On notera que — dans tous les cas — le point de fonctionnement reste sur la droite de charge.

Supposons, maintenant, que nous appliquions sur la grille un signal constitué par une tension sinusoïdale présentant une différence de potentiel de 4 volts de crête à crête. En nous plaçant toujours dans le premier cas (charge de 25 000 ohms), avec une tension de polarisation de — 6 volts, le point de fonctionnement sera le point P situé sur la droite de charge du graphique de la figure 12. Dans ces conditions, sous l'influence du signal, la tension sur la grille variera de (—6) + (—2) = 8 volts à (—6) + (+2) = —4 volts.

A l'instant où la tension de grille est égale à —4 volts (c'est-à-dire pendant l'alternance positive du signal), le point de fonctionnement se déplace au point 0, auquel correspond une tension anodique, E_p, de l'ordre de 160 volts; tandis la tension grille est égale à —8 volts (alternance négative du signal), le point de fonctionnement se déplace en Q, auquel correspond une tension E_p = 220 volts, environ.

Pendant une oscillation complète de la tension grille produite par la superposition du signal à la tension de polarisation, la tension plaque du tube suit l'allure du signal, avec un déphasage de 180°. Dans ces conditions, tandis que la variation de la tension grille est de 4 volts, la tension plaque varie de 160 à 220 volts, soit une différence de 60 volts de crête à crête.

Cela signifie que le rapport entre les variations de la tension plaque et les variations de la tension grille est de 60 : 4 = 15. Tel est donc le gain, ou l'amplification, pouvant être obtenu d'une lampe 6J5 fonctionnant dans ces conditions, c'est-à-dire avec une alimentation E_b = 350 volts, une résistance de charge de 25 000 ohms et une polarisation fixe de grille de —6 volts.

Ce rapport, appelé **coefficient d'amplification**, peut varier en modifiant les conditions de travail du tube et le Lecteur pourra facilement en trouver d'autres en refaisant les calculs pour d'autres valeurs de la résistance de charge et de la tension de polarisation.

Relations de phase du signal dans une lampe

La **figure 13-A** donne le schéma de principe d'une triode amplificatrice. La grille de la lampe est polarisée par une pile et à cette tension continue fixe s'ajoute, algébriquement, la tension alternative du signal.

La tension de sortie est recueillie au point X et est mesurée par rapport à la masse; cela signifie que, entre l'entrée (grille) et la sortie (plaque), il existe un point commun: la masse.

Quand la tension alternative d'entrée (signal) a une valeur telle qu'elle rend la grille plus positive, le courant plaque augmente; de ce fait, la chûte de tension, IR, aux bornes de la résistance augmente également. La tension instantanée au point X diminue de valeur, par rapport à la masse, et, en conséquence, la tension instantanée sur la plaque de la lampe devient moins positive. Quand, par contre, le signal alternatif appliqué à la grille a une valeur telle que celle-ci devient plus négative, le contraire se produit: le courant anodique devient plus faible. En conséquence, la chute de tension, IR, aux bornes de la résistance de charge, diminue et la tension instantanée au point X augmente, prenant une nouvelle valeur égale à la différence entre la tension d'alimentation et la chute de tension dans R.

Etant donné, comme nous venons de le voir, qu'une augmentation de la tension sur la grille produit une diminution de la tension plaque au point X, et inversement, on peut en conclure que la tension de sortie est déphasée de 180° sur la tension d'entrée.

Les variations de la tension grille, du courant pla-

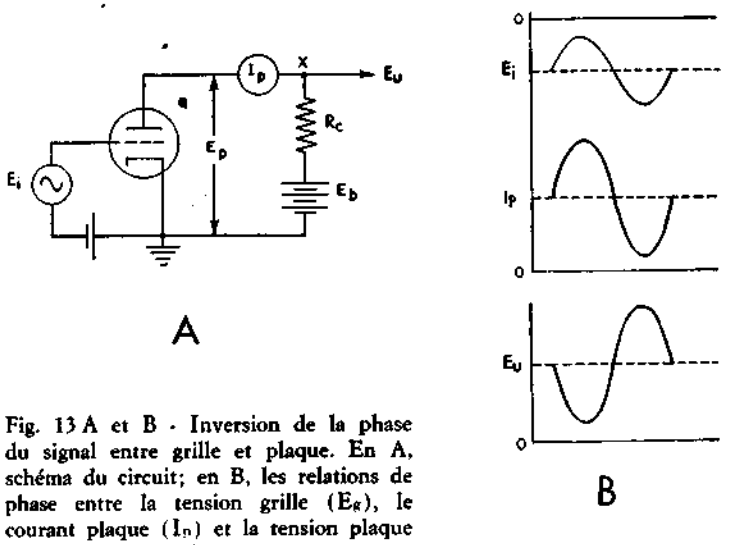


Fig. 13 A et B - Inversion de la phase du signal entre grille et plaque. En A, schéma du circuit; en B, les relations de phase entre la tension grille (E_g), le courant plaque (I_p) et la tension plaque (signal de sortie E_s).

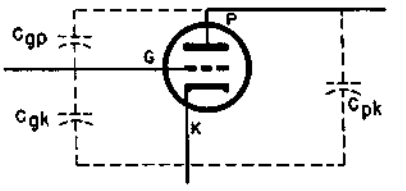


Fig. 14 - Schéma montrant les capacités inter-électrodes. Cgp représente la capacité entre la grille et la plaque; Cgk, celle entre grille et cathode et Cpk, celle entre plaque et cathode. Elles sont dues au fait que les électrodes, séparées entre elles par le vide, forment deux à deux, de petits condensateurs.

que et de la tension plaque, sont représentées sur la figure **13 B**. Dans celle-ci, E_b est la tension d'alimentation anodique et E_p, la tension plaque par rapport à la masse, c'est-à-dire la tension de sortie.

L'inversion de polarité entre les tensions grille et plaque peut être rendue plus compréhensible en appliquant la loi de Kirchhoff à la résistance en série. La sommes des chutes de tension IR dans le circuit tout entier doit être égale, à tout instant, à la tension d'alimentation Eb. En conséquence, si la chute de tension aux bornes de R_c augmente, la tension E_p disponible sur la plaque de la lampe doit être nécessairement plus faible.

Capacités inter-électrodes

Comme nous l'avons vu précédemment, il existe une « capacité » entre deux corps métalliques séparés par un diélectrique. La valeur de cette capacité, nous le savons, dépend de la surface des corps métalliques, de la distance les séparant et de la nature du diélectrique.

Les électrodes internes d'une lampe sont métalliques et sont séparées par une couche d'air très raréfié (le vide a été fait à l'intérieur de l'ampoule de la lampe, mais ce vide n'est jamais parfait); elles forment donc un condensateur multiple dont les diverses capacités, appelées **« capacités inter - électrodes »** son représentées schématiquement, dans le cas d'une triode, sur la **figure 14**.

Les capacités internes d'une triode sont au nombre de trois: la capacité entre grille et cathode, celle entre grille et plaque et celle entre cathode et plaque. Quoique étant de valeurs très faibles, ces capacités peuvent toutefois permettre le passage d'une faible partie du signal alternatif entre une électrode et l'autre; c'est ainsi que, particulièrement entre grille et plaque, cette capacité parasite peut parfois, causer de sérieux inconvénients. Si la triode fonctionne sur des fréquences élevées, la capacité grille-plaque transmet de la plaque vers la grille un signal indésirable qui est en phase avec celui présent sur la grille; il peut s'ensuivre un phénomène d'oscillations parasites (que nous étudierons par la suite) nuisible au fonctionnement correct de l'étage amplificateur. Ces oscillations peuvent être neutralisées en envoyant du circuit plaque au circuit grille un second signal, d'amplitude égale, mais de phase opposée à celui indésirable. Ce signal est prélevé dans le circuit plaque de telle sorte qu'il soit déphasé de 180° par rapport à celui transmis par la capacité interne grille-plaque, et il est envoyé sur la grille à travers un condensateur extérieur, de faible valeur, appelé **condensateur de neutrodynage**. Celui est simplement constitué par un petit condensateur ajustable, pouvant être réglé à la valeur de capacité nécessaire pour supprimer le signal de réaction interne.

Etant donné, toutefois, que la capacité grille-plaque d'une triode est relativement élevée, l'emploi de ce type de lampe comme amplificateur haute fréqunce est peu recommandé. Voyons, maintenant, pour quelle raison le pouvoir amplificateur d'une triode est limité du fait du signal présent sur la plaque, Supposons que nous appliquions un signal positif sur la grille: il provoque une augmentation du courant anodique.

Ce courant, engendre un signal négatif sur la plaque et tend à faire diminuer le courant anodique, ce qui fait que, plus le coefficient d'amplification du tube est grand, plus grande est la réaction de la plaque sur l'action de la grille. Quand la grille, sous l'effet du signal d'entrée, tend à provoquer l'augmentation du courant anodique, la plaque tend à le faire diminuer, et inversement. C'est ainsi que l'influence de la plaque sur la grille limite l'amplification de la triode. Cette action néfaste de la plaque, de même que l'effet de la capacité interne grille plaque, sont considérablement réduits lorsque la plaque, est séparée de la grille par un **écran**, comme dans certains types de tubes électroniques dits à grille-écran (tétrodes, pentodes), qui feront l'objet d'une leçon spéciale dans notre prochain numéro.

Leçon n° 47

LE LAMPEMETRE

Le lampemètre, comme son nom l'indique, sert à mesurer les caractéristiques de fonctionnement des tubes électroniques et à vérifier leur état, lorsqu'il s'agit de lampes douteuses ou ayant déjà fonctionné pendant un certain temps.

Les tubes électroniques sont classés, suivant le nombre de leurs électrodes et leurs fonctions, en diodes, triodes, tétrodes, pentodes, hexodes, heptodes, octodes, lampes multiples, tubes à gaz et lampes spéciales pour usages divers. Parmi tous ces types, il en est certains qui sont destinés plus spécialement à des appareils sortant du cadre de la technique Radio proprement dite; en général, ces lampes ne peuvent être contrôlées au moyen d'un lampemètre classique.

D'une manière générale, les lampemètres permettent d'évaluer la pente d'une lampe, la qualité de son émission électronique, décèlent la présence de courts-circuits internes, de résidus gazeux, etc...

On rencontre assez souvent, dans les montages Radio, des lampes multiples, c'est-à-dire comportant plusieurs lampes distinctes dans une même ampoule de verre, comme par exemple: les doubles triodes, les triodes-pentodes, les doubles diodes,... Dans ce cas, chaque électrode a sa propre connexion au circuit extérieur au moyen de broches, de bornes ou de « tétons ». Chaque unité d'une lampe multiple fonctionne comme si elle était contenue dans une ampoule séparée; elles doivent être essayées séparément les unes des autres.

Nous devons également mentionner l'existence de tubes à gaz. Ce sont des diodes, des triodes ou des lampes à plusieurs électrodes contenues dans une ampoule de verre remplie de gaz rares sous une faible pression. La présence de ce gaz maintient le flux électronique à une valeur minimum pour toutes les différences de potentiel inférieures à une certaine valeur connue sous le nom de potentiel d'ionisation. Quand cette dernière valeur est atteinte, le gaz s'ionise et se divise en électrons et en ions positifs: le flux électronique à l'intérieur de la lampe augmente rapidement et atteint une valeur très élevée.

D'une manière générale les embases des tubes électroniques (ou culots), appartiennent à un certain nombre de types standardisés dont la **figure 1** en donne quelques exemples parmi les plus classiques. Pour faire en sorte que, lors de la mise en place de la lampe, les broches de l'embase viennent se placer dans les douilles correspondantes du support auxquelles aboutissent les connexions aux circuits extérieurs, et pour éviter toute erreur dans le positionnement du tube, divers systèmes ont été adoptés dont les plus usités sont les suivants:

1) Certaines broches de l'embase sont d'un plus grand diamètre que les autres (fig. 1-A). Il est évident, dans ces conditions que le tube ne peut être placé dans son support que dans une seule position.
2) Les broches de l'embase peuvent être à des distances différentes les unes des autres ce qui permet un positionnement facile du tube dans son support (figure 1-B).
3) Le culot du tube peut être muni d'un ergot central servant de guide et s'adaptant à un trou de forme correspondante pratiqué dans le support de lampe. La lampe ne peut être mise en place que lorsque le guide se trouve en face de son logement (figure 1-C).
4) Le support de lampe peut, également, comporter un dispositif assurant la fixation mécanique du tube lorsque celui-ci est placé dans la position convenable. Dans ce cas, le guide central du culot comporte une rainure circulaire, à son extrémité inférieure, et le support est muni d'une pince à ressort venant s'insérer dans cette rainure. Les lampes pourvues d'un tel dispositif sont dites à fixation automatique (figure 1-D).

LES DEFECTUOSITES LES PLUS COURANTES

La durée d'un tube électronique dépend largement du type de circuit dans lequel il est employé, de la température à laquelle il est soumise, ainsi que de la manière dont l'appareil est manipulé. Si les conditions de fonctionnement prévues par le constructeur sont respectées et si la lampe n'est pas soumise à un travail excessif pendant de longues périodes, sa durée de vie sera de l'ordre de 2 000 heures et plus. Si ce tube électronique est employé dans un circuit dans lequel circulent des courants relativement faibles, sa durée sera plus longue que si le fonctionnement se fait sous des intensités élevées. Les lampes utilisées dans des régions chaudes ou très humides, conditions favorisant l'oxydation rapide des contacts métalliques, ont une durée de vie inférieure à celle pouvant être obtenue dans les régions tempérées ou froides. Lorsque les tubes électroniques sont montés sur des appareils mobiles, les chocs et les vibrations peuvent détériorer les électrodes, provoquant des ruptures et des courts-circuits.

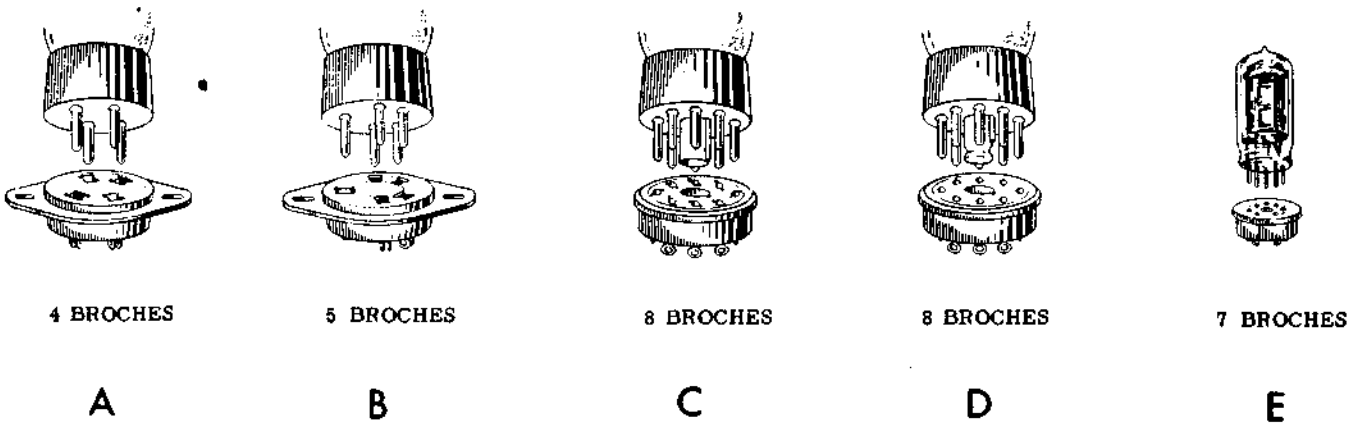


Fig. 1 - Diverses embases de tubes électroniques, représentées avec les supports correspondants. En A, le type classique (et ancien) à 4 broches, dont deux d'un plus grand diamètre. En B, le type à 5 broches disposées en pentagone irrégulier. En C, le modèle « octal » à 8 broches. En D, un modèle analogue à fixation automatique « lock-in », et en C, le type « miniature » à 7 broches.

Les tubes électroniques peuvent également présenter d'autres défauts, parmi lesquels on peut citer: les pertes d'isolement entre cathode et filament, la présence de gaz résiduels dans un tube à vide, une émission électronique réduite ou irrégulière de la cathode. Les lampes défectueuses peuvent se signaler par une faible incandescence du filament, un courant plaque insuffisant ou excessif, une luminescence anormale provoquée par la présence de gaz ou par la présence d'étincelles ou arcs entre les électrodes.

CONTROLE DES LAMPES

Les lampemètres permettent, en général, d'effectuer quatre essais différents: le contrôle de l'émission électronique, la mesure de la conductance mutuelle, le dépistage des courts-circuits éventuels et le contrôle de la quantité de gaz résiduel à l'intérieur de l'ampoule.

Le contrôle de l'émission électronique permet de mesurer la quantité des électrons émis par la cathode, dans les conditions normales de fonctionnement. Si l'élément chauffant, c'est-à-dire le filament, est coupé, l'émission ne se fait pas. Si la couche d'oxyde de la cathode est épuisée, l'émission sera inférieure à la normale, ou irrégulière ou nulle.

La mesure de la conductance mutuelle, g_m, d'un tube électronique permet de déterminer la pente de la courbe caractéristique alors que le tube est en fonctionnement avec des tensions normales appliquées à ses électrodes. Dans ce cas, la conductance mutuelle mesurée est comparée à la valeur indiquée par le fabricant, ce qui donne une indication précise de l'état du tube faisant l'objet du contrôle. D'ailleurs, la plupart des lampemètres sont pourvus d'un galvanomètre avec une échelle divisée en trois zones de couleurs différentes portant les indications: « Bon », « Douteux », «Mauvais», et la déviation de l'aiguille sur cette échelle renseigne immédiatement sur l'état actuel de la lampe.

Les court-circuits internes entre électrodes peuvent être décelés en reliant une des électrodes à un pôle d'une source de tension, à travers un tube au néon, et en reliant une autre électrode, ou toutes les autres, à l'autre pôle de cette source. Si une des électrodes est en contact direct avec une des autres, le tube au néon s'illumine, décelant ainsi le court-circuit. Au moyen d'un contacteur reliant successivement les diverses électrodes de la lampe à la source de tension, il est possible de réaliser toutes les combinaisons utiles, permettant de contrôler la présence éventuelle de courts-circuits entre chacune des électrodes et toutes les autres.

La présence d'une quantité excessive de gaz résiduel peut être contrôlée en appliquant aux diverses électrodes les tensions normalement prévues pour un fonctionnement correct et en notant l'intensité du courant plaque. Ensuite, au moyen d'un contacteur, on insère une résistance dans le circuit de la grille de commande. Si le vide est imparfait, la résistance détermine un potentiel de grille plus positif: un courant grille appréciable prend naissance et le courant plaque augmente d'intensité. Si, par contre, le vide est normal, la mise en circuit de la résistance de grille ne produit aucune variation du courant plaque.

ESSAIS DES LAMPES

Méthode de la substitution

Lorsque l'on pense qu'un tube électronique est défectueux, la méthode la plus simple pour vérifier si nos soupçons sont fondés ou non, consiste à substituer une lampe neuve, ou dont on est sûr du bon fonctionnement, à la place du tube douteux. Par exemple, si une lampe amplificatrice Basse Fréquence d'un récepteur est épuisée, les ondes sonores émises par le casque ou le haut-parleur seront faibles; lorqu'on remplace ce tube par un autre, en bonne condition, la puissance sonore augmente immédiatement, ce qui prouve la déficience de la lampe d'origine. Ce tube, partiellement épuisé, pourra parfois être utilisé à nouveau dans d'autres circuits dans lesquels il sera encore susceptible de fonctionner convenablement, mais cela n'est guère à conseiller.

Si dans un même appareil il y a plusieurs lampes défectueuses, le remplacement d'une seule d'entre elles

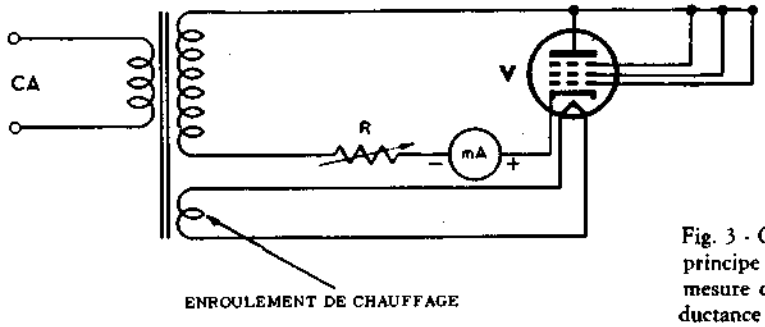


Fig. 2 - Mode de connexion des électrodes d'une lampe à trois grilles pour le contrôle de l'émission électronique. Les grilles sont toutes reliées à la plaque et la lampe devient, ainsi, une diode.

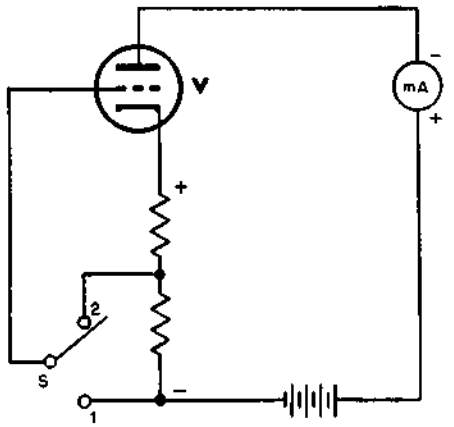


Fig. 3 - Circuit de principe pour la mesure de la conductance mutuelle par la méthode statique. Au moyen de l'inverseur S, il est possible d'appliquer deux tensions différentes sur la grille.

n'apporte pas, bien souvent, une amélioration suffisante pour être certain que la lampe remplacée soit effectivement mauvaise. Si, d'autre part, on remplace toutes les lampes, nous n'avons plus aucun moyen pour déterminer celles qui sont réellement hors d'état de fonctionner. Dans un tel cas, le lampemètre se révèle particulièrement utile et permet une économie appréciable de temps et de travail.

Mesure de l'émission électronique

Si l'émission électronique de la cathode est faible, les électrons attirés par la plaque sont peu nombreux et, en conséquence, le courant anodique est faible et la lampe ne peut amplifier normalement. Pour mesurer l'intensité de l'émission électronique, on connecte la lampe comme une diode, c'est-à-dire comme un redresseur à une alternance, suivant le schéma de la **figure 2**. Le primaire du transformateur d'alimentation est relié au réseau de distribution électrique. La plaque de la lampe, relié provisoirement au moyen de connexions extérieures à toutes les grilles, est connectée à une des extrémités du secondaire haute tension du transformateur. En série dans ce circuit cathodique on trouve un milliampèremètre (mA) et une résistance (R); et l'ensemble du circuit se referme sur l'autre extrémité du secondaire du transformateur. La plaque et les grilles sont ainsi portées au même potentiel; par rapport à la cathode, et la lampe fonctionne en redresseuse de courant, car elle ne permet le passage du courant que pendant l'alternance durant laquelle ces électrodes sont portées à un potentiel positif par rapport à la cathode. L'intensité du courant redressé pendant une alternance donne une indication sur l'activité de l'émission cathodique.

Le courant mesuré, dans ce circuit, par le galvanomètre est un courant continu pulsé. Quand on doit essayer une diode prévue pour fonctionner sous de faibles courants (diodes détectrices, par exemple), la tension appliquée doit être comprise dans les limites indiquées par le constructeur. Dans ce cas, la résistance variable R doit être réglée à sa valeur maximum qui est de l'ordre de 500 ohms, car une émission électronique trop intense, provoquée par l'application d'une tension excessive entre plaque et cathode, pourrait endommager gravement la lampe.

Avec le montage indiqué, la grille de commande des lampes multigrilles se trouve être portée à un potentiel positif, par rapport à la cathode, pendant l'alternance durant laquelle le courant passe; ceci provoque une intense émission électronique, à moins que la valeur de la résistance R soit suffisamment élevée pour maintenir l'intensité du courant dans des limites acceptables. Ceci est dû au fait que la grille de commande est beaucoup plus près de la cathode que la plaque qui, elle, peut recevoir une tension plus élevée pour maintenir l'intensité du courant dans des limites acceptables.

D'autre part, il convient de remarquer que l'essai de l'émission électronique ne se fait pas avec les tensions normales de fonctionnement, mais avec des tensions plus faibles, car on suppose que, si la cathode est capable d'émettre une quantité donnée d'électrons avec un potentiel assez faible sur la grille de commande, on peut être certain que cette émission électronique sera suffisante pour un fonctionnement du tube dans les conditions normales.

Comme on peut le voir sur le schéma, le filament est alimenté par un secondaire séparé du transformateur fournissant la tension d'essai.

Mesure de la conductance mutuelle

La mesure de la conductance mutuelle permet de vérifier l'état d'une lampe d'une manière plus précise que lors de l'essai précédent. La conductance mutuelle, appelée parfois transconductance grille-plaque, est donnée — nous l'avons vu dans la Leçon précédente — par le rapport entre les variations du courant plaque et les variations de la tension de la grille de commande, en maintenant constantes les tensions des autres électrodes. La transconductance, comme nous l'avons indiqué alors, se mesure en mho; toutefois, comme les valeurs sont généralement assez faibles, on pré-

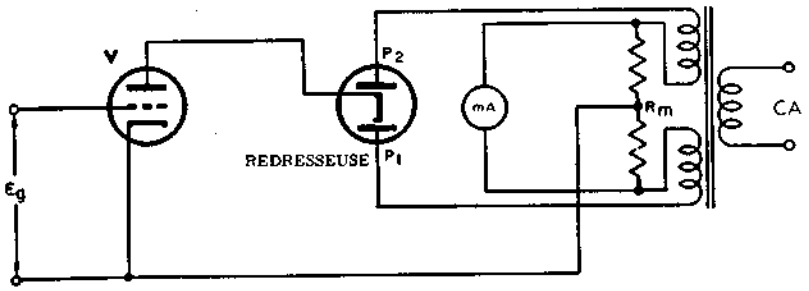


Fig. 4 - Montage pour le contrôle dynamique de la conductance mutuelle. Outre la tension de polarisation, un signal alternatif est appliqué sur la grille.

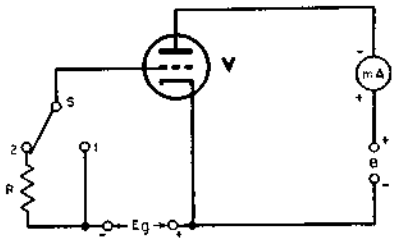


Fig. 5 - Montage de principe pour le contrôle du vide. La résistance R peut être mise en série dans le circuit grille. Si le vide est imparfait, elle provoque une augmentation du courant anodique.

fère employer une unité de mesure valant un millionième de mho, le micromho. L'équation donnant la conductance mutuelle, rappelons-le, est la suivante:

$$g_m = \frac{\Delta I_p}{\Delta E_g}$$

dans laquelle g_m est la conductance mutuelle en micromhos, ΔI_p est la variation du courant plaque en microampères et ΔE_g la variation de la tension de la grille de commande en volts. La transconductance s'exprime également en mA/V.

Quand on fait varier la tension de la grille de commande de un volt, dans le sens positif ou négatif, la variation du courant anodique en microampères donne la valeur de la conductance mutuelle en mhos. C'est ainsi que, par exemple, si un tube électronique employé dans un étage amplificateur a une conductance mutuelle de 1 500 micromhos, une variation de 1 volt, positif ou négatif, de sa tension de grille, fait augmenter ou diminuer le courant plaque de 1 500 microampères. La conductance mutuelle d'une lampe varie avec sa tension plaque, son courant anodique et sa polarisation grille. Dans une pentode, (qui est une lampe pourvue d'une grille-écran), elle est moins sensible aux variations de la tension plaque, mais en revanche, elle varie considérablement avec la tension d'écran, le courant plaque et la polarisation grille.

Pour évaluer l'état d'un tube électronique, on compare la valeur de sa conductance mutuelle indiquée par le lampemètre, avec celle donnée par le fabricant. Pour que cette dernière valeur puisse être prise comme référence, il faut appliquer aux électrodes les mêmes tensions (à la plaque, à la grille, à l'écran) que celles prescrites par le constructeur du tube pour le relevé des caractéristiques.

Quand la conductance mutuelle mesurée est notablement inférieure à celle indiquée, la lampe ne peut plus amplifier convenablement les tensions alternatives appliquées sur sa grille de commande et elle doit être mise au rebut.

Pour mesurer d'une manière précise la conductance mutuelle, on doit faire subir deux essais à la lampe, un essai statique et un essai dynamique. Dans le premier, on fait varier la tension de la grille de commande et, à l'aide d'un milliampèremètre, on mesure les variations correspondantes du courant plaque, comme le montre la **figure 3**. Au moyen d'un inverseur S, dans la position 1 on applique à la grille une tension négative par rapport à la cathode et on note la valeur du courant anodique. Avec l'inverseur dans la position 2, la polarisation grille est réduite et, en conséquence, le courant anodique augmente.

Dans l'emploi d'un tel montage, pour mesurer le rendement d'un tube électronique, il est nécessaire que les tensions de plaque et de grille soient réglables pour que l'opérateur puisse appliquer à ces électrodes les tensions normales d'utilisation indiquées par le constructeur. Etant donné que la conductance mutuelle d'un tube électronique varie avec la polarisation de sa grille de commande, cette dernière doit se rapprocher autant que possible de la valeur prescrite sur la notice d'utilisation car, dans le cas contraire, la mesure serait faussée.

Pour l'essai dynamique, on utilise un montage au moyen duquel il est possible d'appliquer sur la grille de commande une tension alternative, se superposant à la tension continue de polarisation (voir **figure 4**). La lampe à essayer sert de charge au redresseur de courant alternatif. Le milliampèremètre est branché aux bornes de la résistance à prise médiane R_m, tandis que le primaire du transformateur est relié au secteur électrique. Quand E_g, c'est-à-dire la tension de polarisation de la lampe à essayer, a une certaine valeur, le circuit fonctionne comme un simple redresseur à une alternance. Quand la plaque P_2 (de la valve) est positive, le courant passe dans la moitié supérieure de la résistance R_m et l'aiguille du milliampèremètre tend à dévier dans un certain sens. Quand la tension aux bornes du secondaire change de polarité, c'est au tour de la plaque P_1 d'être positive, le courant passe dans la moitié inférieure de la résistance R_m et l'aiguille du milliampèremètre tend à dévier dans la direction op-

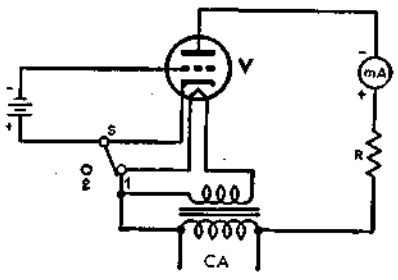


Fig. 6 - Montage type pour le contrôle de l'isolement cathode-filament. Si l'isolement est bon, le courant anodique doit cesser lorsqu'on place S dans la position 2.

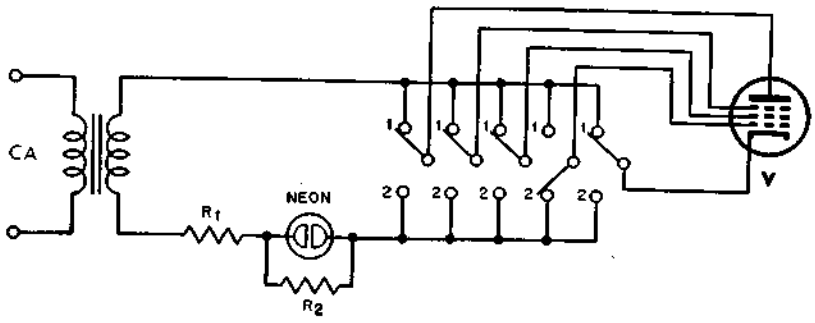


Fig. 7 - Montage pour l'essai des courts-circuits entre électrodes. Les contacteurs permettent toutes les combinaisons possibles et les courts-circuits éventuels sont décelés par l'illumination totale ou partielle du tube au néon.

posée. Toutefois, l'aiguille ne peut suivre les variations du courant qui se produisent à la fréquence du réseau et elle reste à la position zéro, puisque les forces qui provoquent son déplacement sont égales et de sens opposés.

Quand on applique à la grille de commande du tube une tension alternative se superposant à la tension continue de polarisation, si cette tension alternative prend une valeur positive à l'instant même où P_2 est positive, le courant anodique augmente et la résistance interne de la lampe, entre plaque et cathode, diminue. Etant donné que P_2 est positive, le courant passe dans la moitié supérieure de la résistance R_m et augmente la force de déviation de l'aiguille de l'instrument. A l'instant où la tension alternative appliquée à la grille prend une valeur négative, la grille elle-même devient plus négative ce qui a pour effet de diminuer le courant anodique et d'augmenter la résistance interne. Il s'ensuit que le courant passant dans la moitié inférieure de la résistance diminue quand P_1 est positive et, en conséquence, la force produisant la déviation de l'aiguille de l'instrument devient plus faible. Les courants étant inégaux, suivant les alternances de la tension appliquée à la grille, l'indication donnée par l'instrument est proportionnelle à la différence des deux courants, c'est-à-dire au déséquilibre produit par la tension alternative appliquée sur la grille, tension fournie par un enroulement spécial du transformateur. En conséquence, le milliampèremètre indique les variations du courant anodique engendrées par les variations de la tension de la grille de commande.

ESSAIS COMPLEMENTAIRES

Comme nous l'avons dit précédemment, d'autres essais sont nécessaires pour dépister les défauts éventuels d'un tube électronique comme, par exemple, la présence de gaz résiduels, le souffle et autres bruits thermiques ou les courts-circuits internes.

C'est ainsi que, quand une certaine quantité de gaz est présente à l'intérieur de l'ampoule, les électrons émis par la cathode viennent heurter les molécules de ce gaz et provoquent l'expulsion d'un ou de plusieurs électrons. Ceci a pour effet de donner naissance à des ions positifs, c'est-à-dire de provoquer l'ionisation de ce gaz. Ces ions positifs se déplacent vers la grille polarisée négativement et absorbent les électrons du circuit de grille.

La **figure 5** donne le schéma de principe du montage utilisé pour déceler la présence de gaz résiduels. Avec l'inverseur S dans la position 1, on note l'intensité du courant plaque lue sur le milliampèremètre placé en série dans le circuit anodique. Lorsque l'inverseur est placé dans la position 2, si des molécules de gaz sont présentes dans l'ampoule, le courant qui prend naissance dans le circuit grille produit une chute de tension aux bornes de la résistance R, ce qui, en conséquence, entraîne une augmentation du courant anodique. Si cette augmentation est de faible importance, la lampe peut être considérée comme bonne, tandis que si elle importante, la lampe est défectueuse.

Les bruits ou souffle d'un récepteur ou d'un amplificateur peuvent avoir leurs origines dans de mauvais contacts dans les électrodes d'un tube ou dans les circuits correspondants, dans un mauvais isolement entre cathode et filament ou dans une émission électronique irrégulière. Dans le premier cas, les chocs ou vibrations reçus par la lampe en cours de fonctionnement ou d'essai, font varier la distance entre les électrodes ce qui produit une variation correspondante de l'intensité de l'émission électronique. Ce phénomène est connu sous le nom de **microphonicité** et peut être facilement décelé en donnant de petits chocs sur le verre de la lampe.

Si l'isolement entre cathode et filament est insuffisant, on peut le constater à l'aide du montage de la **figure 6**. Quand l'inverseur S est dans sa position initiale 1, le milliampèremètre est traversé par un courant continu redressé, tout comme la résistance limiteuse du courant anodique R. En plaçant l'inverseur sur la position 2, le circuit cathode-plaque est interrompu et le courant anodique doit cesser de passer. Si, malgré cela, le galvanomètre indique encore le passage d'une certaine intensité, on peut être as-

suré que l'isolement entre la cathode et le filament est insuffisant et, de ce fait, le circuit ouvert par le jeu de l'inverseur S reste, malgré tout, partiellement ou totalement fermé par contact direct entre la cathode et le filament.

Les courts-circuits éventuels entre les diverses électrodes d'un tube électronique peuvent être la cause de bruits, de fonctionnement intermittent ou d'un courant anodique trop élevé. La **figure 7** donne le schéma d'un montage destiné à déceler ces courts-circuits.

Quand le contacteur est placé dans la position 2, la grille de commande est reliée à l'extrémité du secondaire du transformateur en série avec le tube au néon. Toutes les autres électrodes de la lampe à essayer sont reliées, à travers les contacteurs, à l'autre extrémité du secondaire. Si la grille de commande est en contact avec une des autres électrodes, le circuit du secondaire du transformateur se referme, à travers ce court-circuit, et le tube au néon s'illumine. Si, par contre, la grille de commande n'est pas en court-circuit, une seule électrode du tube au néon présente une faible luminosité qui se produit seulement pendant l'alternance durant laquelle la grille est positive par rapport à la cathode. Par le jeu des autres contacteurs, toutes les électrodes peuvent être successivement reliées au secondaire du transformateur (du côté du tube au néon), tandis que les autres électrodes restent reliées ensembles à l'extrémité opposée, ce qui permet de s'assurer, dans les mêmes conditions que nous venons de le voir pour la grille de commande, qu'il n'existe aucun autre court-circuit interne.

La résistance R_1 limite l'intensité du courant passant dans le tube au néon à une valeur convenable; la résistance R_2, placée en shunt sur le tube au néon, forme une dérivation pour les faibles courants alternatifs présents dans le circuit par suite de la capacité résiduelle du câblage et des autres composants de l'appareil. On évite ainsi que la lampe au néon s'illumine sous l'effet des courants résiduels ou parasites.

Il arrive, parfois, que deux électrodes de la lampe ne soient pas en contact entre elles quand la lampe est froide, mais se mettent en court-circuit sous l'effet de la dilatation se produisant quand la lampe est en fonctionnement. Pour cette raison, il convient toujours d'attendre que le tube ait atteint sa température normale de fonctionnement avant de faire l'essai des courts-circuits. En outre, il est bon de frapper légèrement et d'une façon répétée sur l'ampoule pendant cet essai, car certaines électrodes peuvent être mal fixées et avoir tendance à entrer en contact entre elles sous l'effet des vibrations mécaniques.

Le circuit de la figure 7 peut également servir à contrôler le bruit et le souffle produit par le tube, en branchant un casque, ou un haut-parleur, en série avec un condensateur de 0,1 mF aux bornes du tube au néon. Dans ce cas, un court-circuit intermittent, qui se manifeste trop rapidement pour permettre à la lampe au néon de s'illuminer, produit un bruit ou un crépitement dans l'écouteur.

CONSTRUCTION D'UN LAMPEMETRE

LES « BOITE DE MONTAGE » OU « KITS »

Le lecteur qui désire posséder un appareil de mesure ou de contrôle a, évidemment, deux possibilités: ou bien acheter un appareil déjà monté et en état de fonctionnement, ou bien le construire lui-même, ceci pour des raisons techniques ou économiques, ou pour la satisfaction d'avoir mené à bien un travail souvent délicat. Dans ce dernier cas, une question se pose: l'appareil ainsi construit donnera-t-il d'aussi bons résultats et aura-t-il une aussi belle présentation que les appareils du commerce ? Cette question légitime peut recevoir une réponse affirmative seulement dans le cas où: 1° le schéma de montage choisi est celui que l'expérience a démontré comme étant le mieux adapté à une réalisation particulière, et 2°: si tous les éléments du montage sont choisis pour s'harmoniser entre eux et remplir leurs fonctions aussi parfaitement que possible, en liaison les uns les autres.

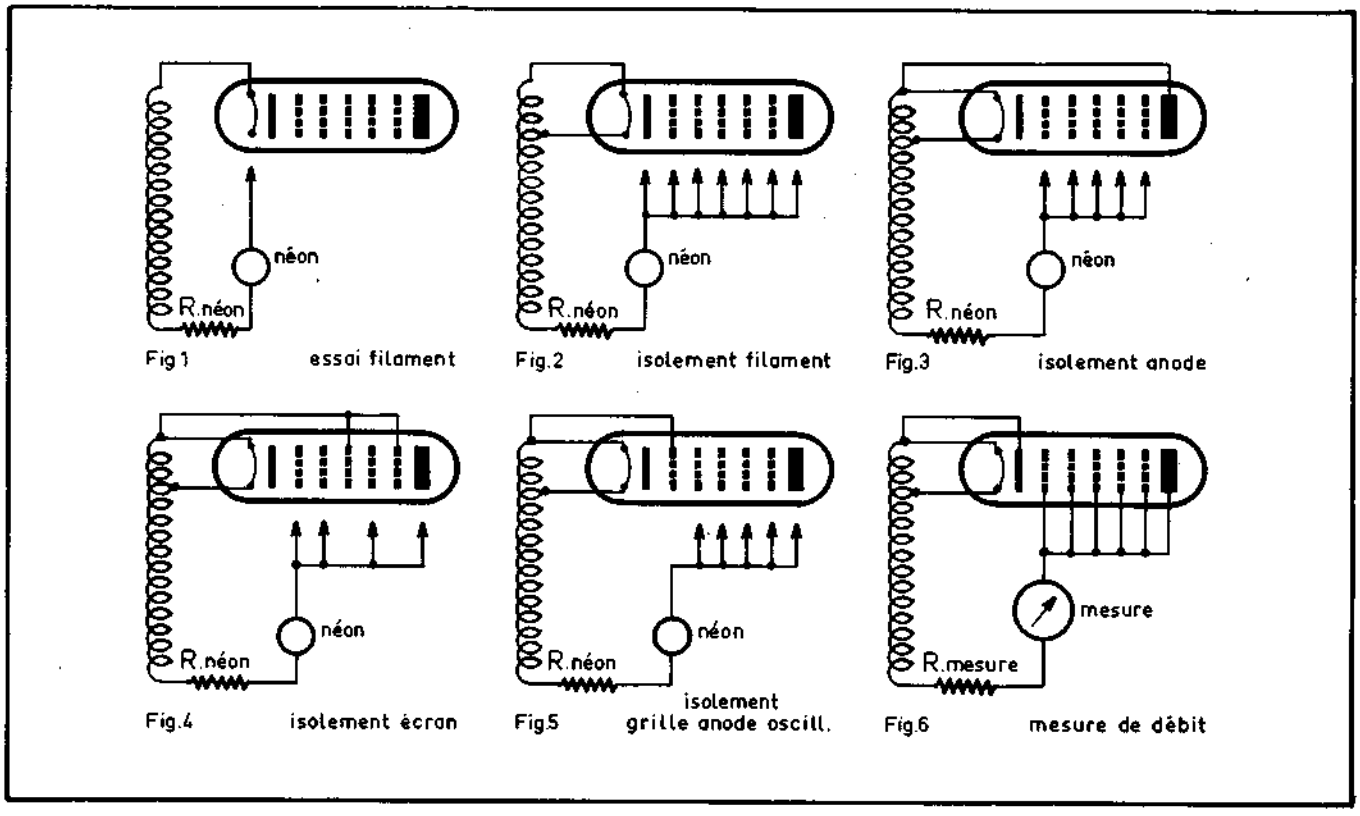
Cela dit, précisons que — dans notre souci légitime de ne présenter que du matériel susceptible de donner entière satisfaction à nos Lecteurs — nous ne décrivons que des appareils répondant pleinement aux exigences énoncées ci-dessus.

Les descriptions ne seront pas très détaillées, tout au moins en ce qui concerne la construction proprement dite, car l'ensemble du matériel nécessaire se trouve dans le commerce sous la forme de « boîte de montage » ou « kit », accompagné de nombreux schémas et dessins montrant tous les détails pratiques de construction.

Les ensembles « prêts à câbler » ou « kits » représentent la solution la plus moderne et la plus capable de satisfaire aux exigences exprimées plus haut. En construisant ces appareils, on est assuré, une fois le travail terminé, de posséder un instrument dont l'aspect et le fonctionnement sont identiques à ceux des appareils complets du commerce. On n'a plus à se préoccuper du travail mécanique, de la finition extérieure, du choix et de la disposition des divers éléments du montage. En construisant soi-même ses appareils de mesures, on en connaît parfaitement ses particularités, son mode de fonctionnement, ce qui permet de l'utiliser dans les meilleures conditions possibles; enfin, chose souvent primordiale, on réalise une substantielle économie sur le prix d'achat.

Passons maintenant à la description d'un premier ensemble de ce genre.

Un lampemètre doit être très complet, c'est-à-dire qu'il doit permettre la vérification approfondie de toutes les lampes pouvant se présenter. Il doit être pratique, c'est-à-dire d'un maniement simple pour que les véri-



fications puissent se faire rapidement et sans risque d'erreur. C'est dans cet esprit qu'a été étudié le lampemètre TS-66. Pour bien comprendre le fonctionnement de cet instrument, nous allons tout d'abord indiquer le principe des mesures. Technique Serie

PRINCIPE DE VERIFICATION

Les contrôles qu'il est nécessaire d'effectuer pour déterminer si une lampe est bonne ou mauvaise sont les suivants:

— Continuité du filament

— Isolement entre toutes les électrodes

— Mesure du courant cathodique

Il est évident que si le filament est coupé, la lampe est hors d'usage. Il en est de même si deux électrodes, par exemple une grille et la plaque, sont en contact alors qu'elles devraient être parfaitement isolées. Enfin, si le courant cathodique est nul ou insuffisant, la lampe est épuisée et n'est plus apte à remplir correctement sa fonction. Notons que pour effectuer la mesure du courant cathodique, il faut chauffer normalement le filament et pour cela le lampemètre doit être doté d'un transformateur pouvant délivrer les différentes tensions de chauffage utilisées.

La **figure 1** montre comment on vérifie le filament. On met ce dernier en série avec le secondaire du transformateur d'alimentation, une lampe néon et une résistance de protection (R. Néon). Il est évident que si le filament est bon, la lampe néon s'illumine. Dans le cas contraire, elle reste obscure.

La **figure 2** montre comment on vérifie l'isolement entre filament et cathode. Tout d'abord, il faut noter que le filament est alimenté normalement. Il est en effet nécessaire d'effectuer cet essai « à chaud ». Une lampe parfaitement normale à froid peut en effet présenter lorsqu'elle est chaude de graves courts-circuits dûs à la dilatation des électrodes ou à la déformation de leurs supports. Par conséquent, toutes nos vérifications sont faites à chaud.

Le filament est connecté à une extrémité du secondaire du transformateur d'alimentation et on relie la cathode à l'autre extrémité à travers la lampe au néon et la résistance. Si l'isolement est bon, la lampe ne doit pas s'allumer. Dans le cas contraire, il faut conclure à un court-circuit. Le tube peut cependant s'illuminer faiblement à cause de la faible capacité qui existe toujours entre filament et cathode et qui laisse passer un peu de courant alternatif. Malgré cette faible luminescence, la lampe est bonne. On vérifie de la même façon l'isolement entre le filament et les autres électrodes (grille et plaque) en remplaçant la liaison avec la cathode par une liaison avec ces diverses électrodes.

La **figure 3** montre comment on vérifie l'isolement de la plaque par rapport aux autres électrodes. Cette plaque est reliée à une extrémité du secondaire du transformateur d'alimentation. On relie successivement toutes les autres électrodes à la seconde extrémité du secondaire à travers la lampe néon et la résistance de protection. Il est évident que si la lampe s'illumine, il y a contact accidentel entre la plaque et l'électrode considérée à ce moment. Si le tube néon s'illumine d'un côté seulement cela n'indique pas un court-circuit mais une fuite entre filament et cathode. Mais ce défaut d'isolement aura été décelé par l'essai précédent.

Les **figures 4 et 5** montrent comment on vérifie l'isolement de la grille écran et celui de la grille anode oscillatrice. D'une façon générale, on peut par le même moyen vérifier l'isolement de n'importe quelle élec-

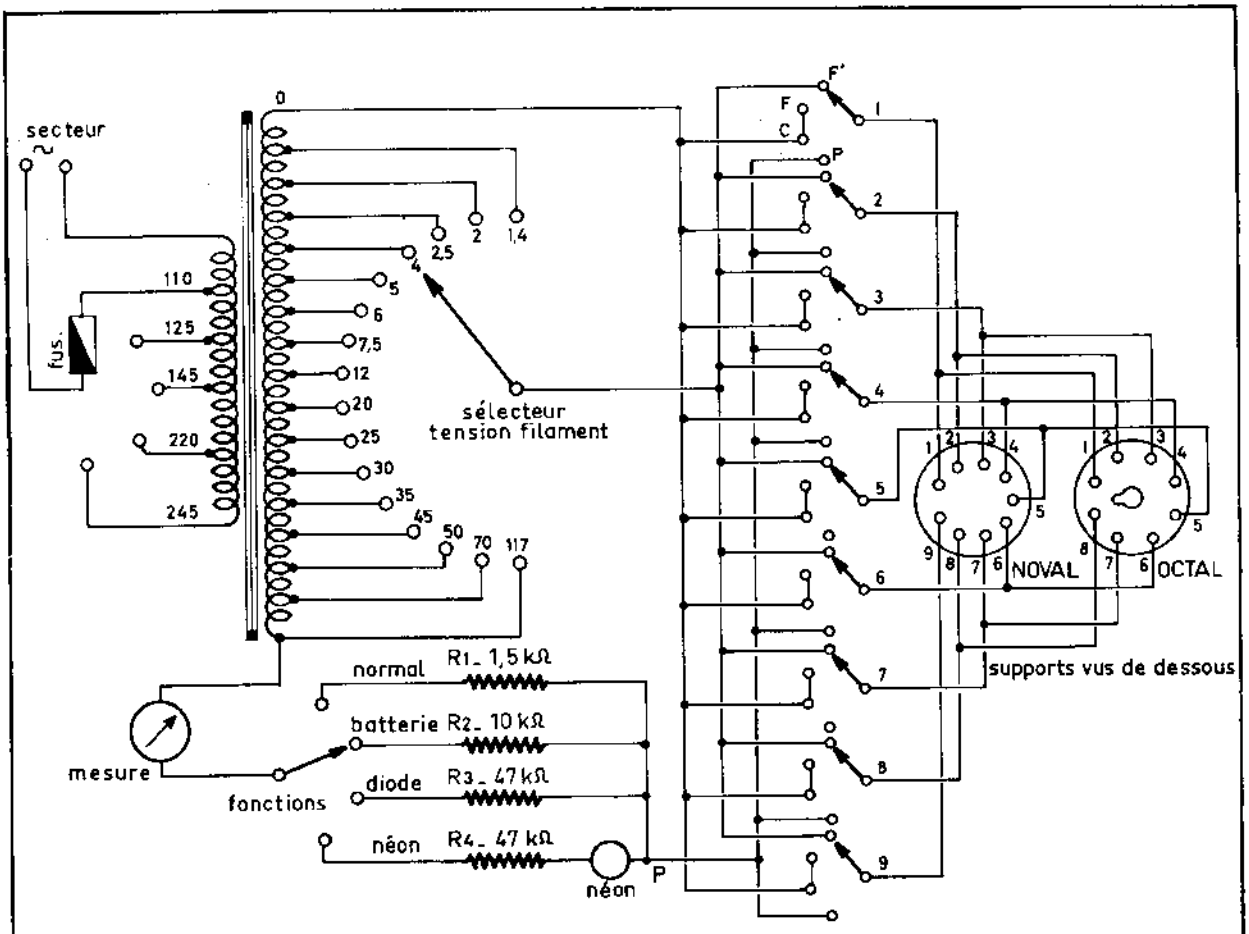


Fig 7 SCHÉMA DE PRINCIPE DU LAMPEMÈTRE TS 66

trode, par rapport aux autres, d'un tube quelconque.

Pour vérifier le courant cathodique — ce qui renseigne sur le pouvoir émissif de la cathode — on relie ensemble la plaque et toutes les grilles, ce qui revient à transformer n'importe quelle lampe en diode (**figure** 6). Le filament et la cathode étant reliés à l'une des extrémités du secondaire du transformateur et l'ensemble des autres électrodes à la seconde extrémité du secondaire en plaçant dans le circuit ainsi formé un milliampèremètre en série avec une résistance destinée à limiter le débit. Si l'émission électronique de la cathode est normale, un courant redressé parcourt le circuit ainsi formé et sa valeur est indiquée par le milliampèremètre. Si ce courant est trop faible, ou nul, il ne fait aucun doute que le tube est hors d'usage.

Comme vous pouvez le constater, les procédés de vérification sont simples, mais d'une entière efficacité. Nous allons maintenant voir comment ils sont appliqués en étudiant le schéma du lampemetre.

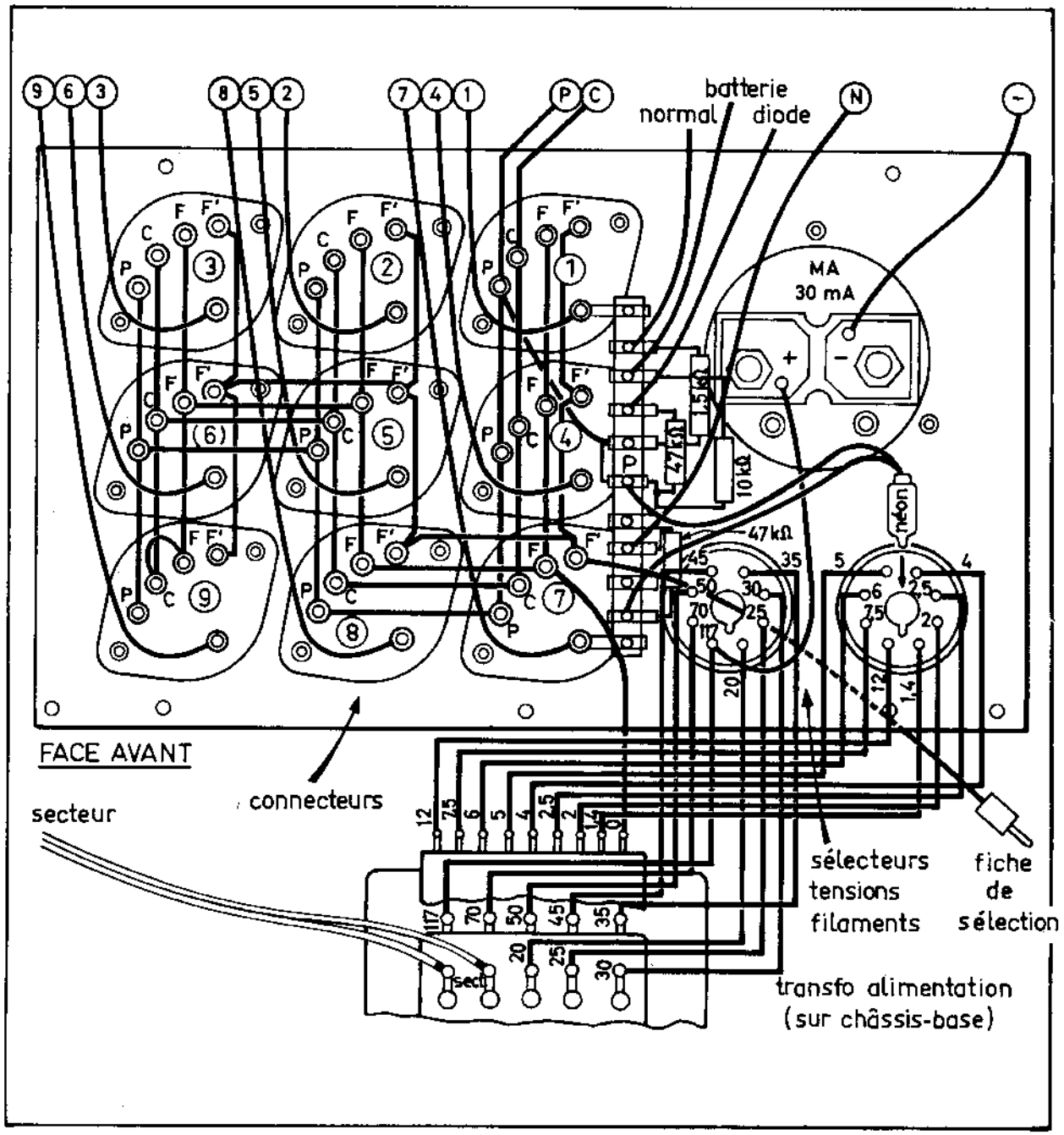
LE SCHEMA

Il est donné à la **figure 7**. Sur ce schéma, afin de ne pas surcharger le dessin et lui conserver toute sa clarté, nous n'avons représenté que deux supports, un octal et un noval. Comme on peut le constater, les broches de ces supports sont numérotées dans le sens des aiguilles d'une montre, et les broches portant les mêmes chiffres sont reliées ensemble. Il en est même pour tous les supports qui équipent l'appareil.

Sur ce schéma, nous voyons le transformateur d'alimentation. Ce dernier possède un primaire pouvant, par l'intermédiaire d'un répartiteur de tension, être adapté aux tensions de secteur suivantes: 110 V, 125 V, 145 V, 220 V, et 245 V. L'appareil peut donc être utilisé sur un n'importe quel réseau alternatif. Le secondaire comporte 16 prises délivrant les tensions suivantes: 1 V, 4 2 V 2,5 V, 4 V, 5 V, 6 V, 7 V 5, 12 V 20 V, 25 V, 30 V, 35 V, 45 V, 4,5 V, 70 V, 117 V, qui correspondent à toutes celles qui sont utilisées pour le chauffage des filaments des lampes. L'une quelconque de ces tensions peut-être choisie à l'aide d'un sélecteur (sélecteur tensions filament).

En plus des organes déjà cités, nous voyons également sur le schéma, 9 connecteurs ayant chacun 4 positions. Ces connecteurs sont numérotés de 1 à 9 et chacun d'eux est relié à la broche de même chiffre des supports.

Les positions de ces connecteurs sont repérées par les lettres F', F, C et P; La position F' de tous les connecteurs est reliée au commun du « Sélecteur de tension



du filament ». Les positions F et C sont réunies à l'extrémité «0» du secondaire du transformateur d'alimentation. Les positions P de tous les connecteurs sont reliées ensemble. L'extrémité 117 V du secondaire du transformateur d'alimentation est reliée à travers un milliampèremètre de 30 mA au commun du « Sélecteur de fonction ». Ce dernier a 4 positions, la première, « Néon », met en service la lampe néon servant au contrôle de la continuité du filament et des courts-circuits. Cette lampe néon est en série avec une résistance de 47 000 ohms. Les trois autres servent à la mesure du débit cathodique. La position « Diode » comme son nom l'indique, sert à la vérification des diodes, la résistance mise en série avec l'appareil de mesure faisant 47 000 ohms. Les diodes ont en effet un assez faible courant interne et cette valeur de résistance permet de ne pas le dépasser et par conséquent de ne pas risquer de détériorer la diode que l'on teste. La position « batterie » met en service une résistance de 10 000 ohms, valeur plus faible que précédemment, car le courant normal d'une lampe batterie (chauffage direct) est plus fort que celui d'une diode. Enfin la position « Normal » sera utilisée pour toutes les lampes secteur (chauffage indirect).

Connaissant son schéma, voyons comment le lampemètre TS-66 permet les vérifications que nous avons indiquées plus haut. Pour cela, supposons que nous voulions vérifier une EL84. Un lexique de lampe nous indique que pour cette lampe les broches 4 et 5 correspondent au filament, la broche 3 à la cathode, la broche 2 à la grille de commande, la broche 7 à la plaque et la broche 9 à la grille écran.

Leçon n° 48

SYMBOLES - ABREVIATIONS

C_{gp} = Capacité entre grille et plaque
C_{gk} = Capacité entre grille et cathode
C_{pk} = Capacité entre plaque et cathode
E_a = Alimentation pour chauffage du filament
E_b = Alimentation anodique
E_c = Tension de polarisation
E_g = Tension de grille
g_m = (parfois G_m) = Conductance mutuelle
I_c = Courant de grille
I_g = Courant de grille
R_c = Résistance de charge
R_L = Résistance de charge
R_p = Résist. de plaque (statique ou dynamique)
Δ = Lettre greque « delta ». Petite variation, en plus ou en moins, d'une quantité quelconque
ΔE_g = Variation de la tension de grille
ΔE_p = Variation de la tension de plaque
ΔI_p = Variation du courant de plaque
μ ou K = Coefficient d'amplification
S = Pente

FORMULES

$$\mu = \frac{\Delta E_p}{\Delta E_g} \quad (I_p \text{ constant})$$

$$G_m = \frac{\Delta I_p}{\Delta E_g} \quad (E_p \text{ constant})$$

$$R_p = \frac{\Delta E_p}{\Delta I_p} \quad (E_g \text{ constant}) = \text{Résistance dynamique de plaque}$$

$$R_p = \frac{E_p}{I_p} = \text{Résistance statique de plaque}$$

$$R_p = \mu : G_m$$

$$\mu = G_m \times R_p$$

$$G_m = \mu : R_p$$

SYMBOLES SCHEMATIQUES


= Grille d'une lampe


= Triode à chauffage direct


= Triode à chauffage indirect

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 46 et 47

N. 1 — Quel est, dans une triode, le rôle de la grille?

N. 2 — Comment s'appelle la tension de grille qui provoque la cessation du courant anodique ?

N. 3 — Est-il possible d'augmenter, à volonté, le courant anodique d'une triode ?

N. 4 — Quelle est la définition du coefficient d'amplification d'une lampe ?

N. 5 — Pour quelle raison cherche-t-on à faire fonctionner une lampe dans la partie rectiligne de sa courbe caractéristique ?

N. 6 — Si, dans la figure 12 de la 46ème Leçon, la résistance de charge est de 100 000 ohms, la tension d'alimentation de 300 volts et la polarisation de grille de —3 volts, entre quelles limites variera la tension de plaque lorsqu'on applique à l'entrée du tube un signal alternatif ayant une d.d.p. de 2 volts de crête à crête ? Quel est le coefficient d'amplification ?

N. 7 — Qu'entend-on par « conductance mutuelle »?

N. 8 — Pour quelle raison existe-t-il un déphasage de 180° entre les variations de la tension de grille et de la tension de plaque correspondante ?

N. 9 — De combien de façons peut-on polariser la grille d'une triode ?

N. 10 — Comment déterminer la valeur de la résistance en série dans la cathode, dans une triode à chauffage indirect ?

N. 11 — Comment peut-on éviter la présence d'une tension alternative sur la grille d'une triode à chauffage direct, lorsque le filament lui-même est alimenté sous une tension alternative ?

N. 12 — Combien de moyens existe-t-il pour contrôler l'état d'une lampe ?

N. 13 — Comment contrôle-t-on le vide d'un tube électronique ?

N. 14 — Pour quelle raison le dépistage des courts-circuits interne, dans une lampe, ne peut-il se faire au moyen d'un ohmmètre ordinaire, en vérifiant la continuité entre deux broches successives ?

N. 15 — Pour quelle raison une lampe peut être défectueuse, bien que son filament soit intact et qu'on ne puisse déceler aucun défaut interne, ni rupture de contact, ni courts-circuits ?

N. 16 — Peut-on connaître la valeur du courant anodique sans employer un milliamperemetre ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 355

N. 1 — La sortie des électrons de la cathode. Ceux-ci s'en éloignent rapidement lorsqu'ils sont attirés par une charge positive.

N. 2 — C'est l'incandescence qui augmente la vitesse de rotation des électrons et provoque leur éloignement des atomes auxquels ils appartiennent, par l'effet de la force centrifuge.

N. 3 — Chauffage direct: émission d'électrons, ou bien fonction de cathode. Chauffage indirect: simplement fonction de rendre incandescente la cathode.

N. 4 — Parce que, la distance entre cathode et filament étant très faible, une tension trop élevée pourrait produire un court-circuit. Il existe, toutefois, des lampes spécialement construites pour supporter des différences de potentiel élevées entre ces deux électrodes.

N. 5 — Les électrons gravitant autour de la cathode.

N. 6 — Quatre types principaux: Diode simple à chauffage direct ou indirect et double-diode également à chauffage direct ou indirect.

N. 7 — Parce qu'elle ne permet le passage du courant que dans une seule direction, de la cathode (ou du filament) vers la plaque.

N. 8 — Dans le premier cas, seule une alternance sur deux étant redressée, le courant redressé est constitué par une série d'impulsions séparées par des intervalles égaux; dans le deuxième cas, les impulsions se succèdent immédiatement les unes après les autres.

N. 9 — Si la tension filament est inférieure à la normale, l'émission électronique diminue; elle augmente, par contre, si la tension est supérieure, mais, dans ce cas, le filament risque d'être détérioré.

N. 10 — Parce que les redresseurs métalliques évitent l'utilisation de sources de tension séparées et bien isolées pour le chauffage des filaments.

N. 11 — La tension alternative à redresser doit être le double de la tension continue redressée.

N. 12 — Parce que le courant redressé, bien qu'étant toujours constitué par une série d'impulsions, ne comporte pas d'intervalles pendant lesquels il est nul (phase de non conduction de la diode).

N. 13 — Au moyen d'un « filtre ».

N. 14 — Pendant les instants où la tension est nulle, il restitue une partie de sa charge, ce qui a pour effet de maintenir le courant à une valeur constante.

N. 15 — Pour éviter que la tension présente à leurs bornes n'atteigne une valeur trop élevée, particulièrement en l'absence de charge.

N. 16 — Elle laisse passer le courant continu et, au contraire, elle présente une impédance élevée à la composante alternative. Elle contribue, ainsi, à rendre continu, c'est-à-dire à niveler, une tension redressée.

N. 17 — La tension aux bornes des condensateurs du filtre augmente considérablement. Ceci peut leur être fatal et c'est pourquoi il est utile de placer des résistances de protection en parallèle.

N. 18 — Au moyen d'un diviseur de tension constitué par des résistances judicieusement calculées

FONCTIONNEMENT DU LAMPEMETRE

ESSAI DU FILAMENT

Mettre le « Sélecteur de fonction » sur la position « Néon ». Placer le connecteur 4 sur F, le connecteur 5 sur P. Si le filament est bon, le néon s'illumine.

Déplacer alors le connecteur 5 de P en F'. La tension de chauffage étant de 6,3 V, placer le sélecteur « tension filament » sur la position 6 V et attendre le temps nécessaire pour le chauffage de la lampe avant de poursuivre les essais.

ESSAI DE L'ISOLEMENT FILAMENT CATHODE A CHAUD

Pour vérifier l'isolement filament cathode, laisser le « Sélecteur de fonction » sur la position « Néon » et placer le connecteur 3 sur la position P. On branche bien ainsi l'espace filament-cathode en série avec le secondaire 117 V du transformateur d'alimentation, la lampe néon et sa résistance de protection.

Accessoirement, remarquons que le milliampèremètre est aussi en circuit mais cela n'a aucune importance.

ESSAI D'ISOLEMENT DES AUTRES ELECTRODES

En enlevant le connecteur 3, cathode et en mettant successivement les connecteurs 2, 7 et 9 en position P, on peut se rendre compte s'il n'y a pas de court-circuit entre le filament et la grille de commande, la grille écran ou la plaque. En mettant le connecteur 7 en position C et en laissant sur la position P les connecteurs 2 et 9, on vérifie que la plaque n'est pas en court-circuit avec la grille de commande ou l'écran. Remettre le connecteur 7 en position P, puis procéder de la même façon pour vérifier l'isolement de l'écran (connecteur 9) puis la grille de commande (connecteur 2). En résumé, lorsqu'on recherche un court-circuit dans une lampe; il faut alimenter toutes les électrodes côté P, sauf la cathode (non connectée, isolement vérifié par l'essai filament) et mesurer l'isolement à l'aide du connecteur à l'électrode à essayer en plaçant ce dernier sur la position C.

MESURE DU DEBIT

Dans le cas de la EL 84, qui nous sert d'exemple, on met le sélecteur de fonction sur « Normal », on replace le connecteur 3 en position C et les connecteurs 2, 7 et 9 restent sur la position P. Cela revient à relier ensemble la grille, l'écran et la plaque, à brancher la cathode à l'extrémité 0 du secondaire du transformateur et les électrodes réunies à l'extrémité 117 V avec dans le circuit le milliampèremètre et la résistance de 1 500 ohms. On retrouve donc bien la disposition de la figure 6. On lit sur l'appareil de mesure le courant cathodique. La disposition est la même pour les lampes à chauffage direct (lampe batterie) et pour les diodes, il faudra uniquement mettre, suivant le cas, le répartiteur de fonctions en position correspondantes (batterie ou diode). Une lampe à chauffage indirect (lampe secteur) est bonne lorsque le courant lu

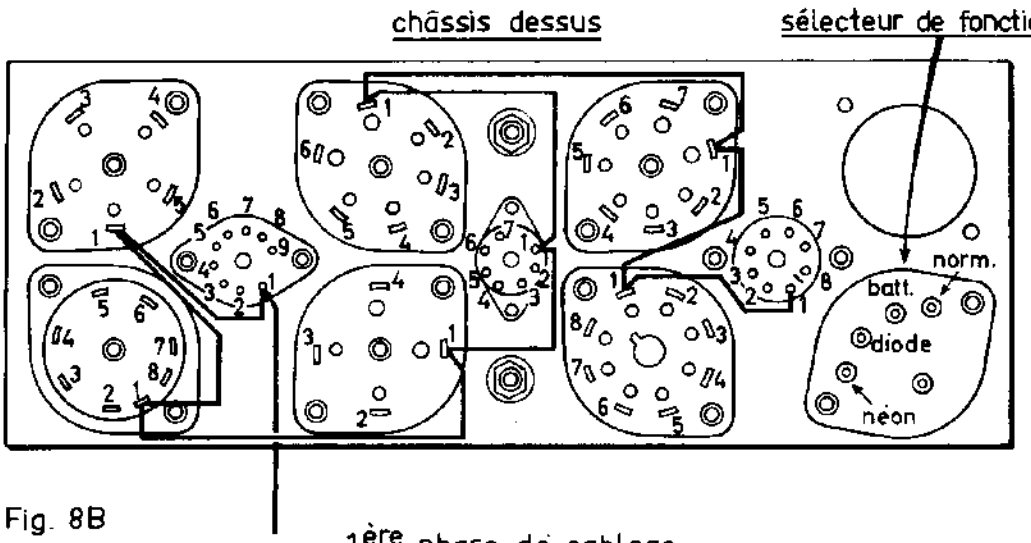


Fig. 8B

1ère phase de cablage

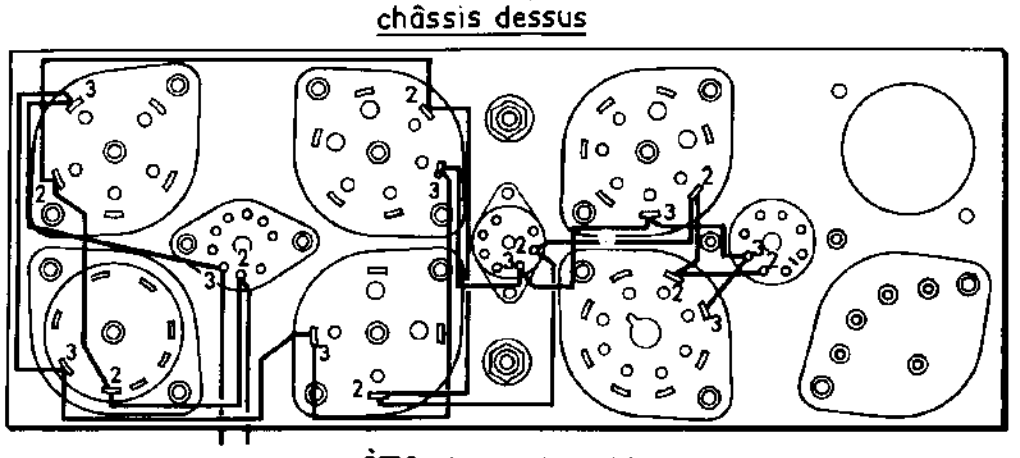


Fig. 8C

2ème phase de cablage

est de 30 mA. A 20 mA elle est douteuse, à 10 mA elle peut-être considérée comme épuisée.

Pour une lampe batterie: 10 mA correspondent à une lampe bonne; 6 mA à une lampe douteuse et 3 mA à une lampe épuisée.

REALISATION PRATIQUE

Le montage de ce lampemètre se fait dans un coffret métallique dont la face avant est inclinée en forme de pupitre. Les différentes faces de ce coffret sont assemblées entre elles à l'aide de vis (la face Avant par 5 vis Parker). On peut ainsi monter sur ces panneaux, les pièces principales et en effectuer le câblage avant l'assemblage, ce qui facilite considérablement le travail.

La **figure 8** montre la disposition des principales pièces sur les faces où on doit les monter, c'est-à-dire, le panneau de dessus, la face avant et la base. Cette figure représente également le câblage que l'on doit effectuer. La **figure 9** montre la vue extérieure de la face avant.

Remarquons que les connecteurs et le « Sélecteur de fonction » sont constitués par des plaquettes supportant 5 broches: 4 disposées en arc de cercle et une qui forme le commun, occupant le centre de cet arc de cercle. La commutation comme on peut le voir sur la figure 9 se fait à l'aide d'un cavalier que l'on place entre le commun et la douille voulue.

Sur la face du dessus, on monte les supports de lampes; un transcontinental (attention à bien supprimer l'ergot de guidage) un octal, un miniature 7 broches, un noval, un rimlock, un USA 4 broches, un USA 5 broches, un USA 6 broches et un USA 7 broches. Un trou supplémentaire a été prévu pour le montage éventuel d'un nouveau support. Sur cette face, on fixe également le « Sélecteur de fonction » et deux douilles iso-

châssis dessus

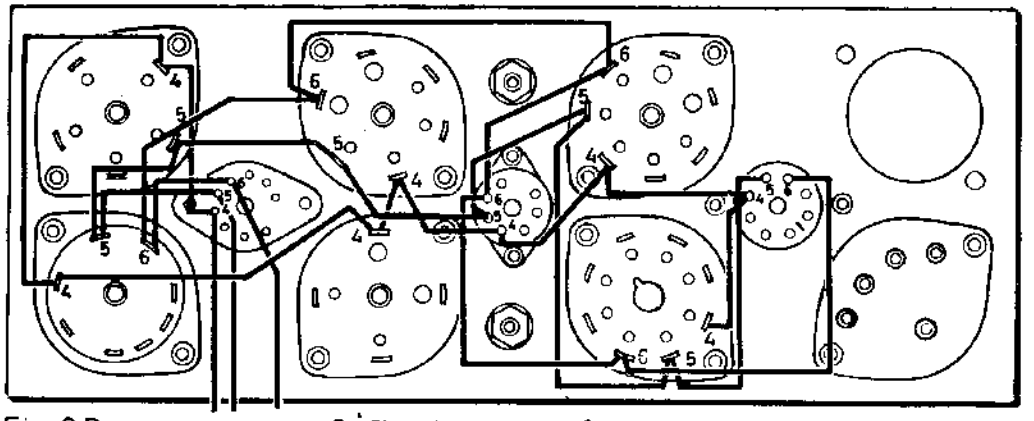


Fig. 8 D — 3ème phase de câblage

châssis dessus

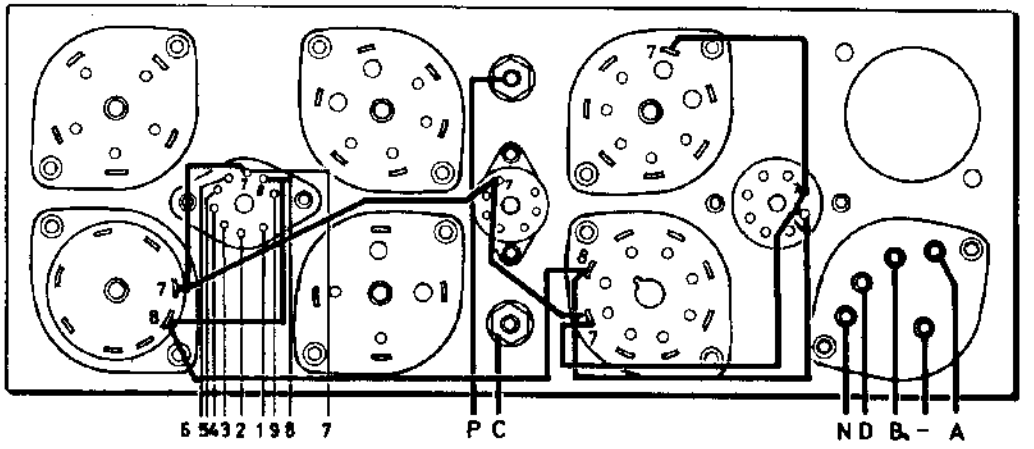


Fig. 8-E — 4ème phase de câblage

lées. Ces douilles P et C serviront à la liaison des cornes des lampes ayant une sortie d'électrode au sommet.

Sur la face avant, on monte les 9 connecteurs, le milliampèremètre et les 2 prises « octal » qui constituent le « Sélecteur Tension Filament ». Veiller, au montage, à bien mettre la contre-plaque côté non gravé sur la face visible, celle-ci étant elle-même gravée.

L'étalonage précis du milliampèremètre est obtenu par un shunt placé entre ses bornes. Ce shunt est constitué par un fil très fin à l'intérieur d'un souplisso. Il faut donc prendre soin, lors des opérations de montage, de ne pas casser le fil. Le transformateur d'alimentation après câblage est boulonné sur la face de base avec interposition des 4 rondelles de 3 x 10.

CABLAGE DE LA FACE SUPERIEURE

Il est extrêmement simple, on relie à l'aide de connexions isolées les broches de mêmes chiffres de tous les supports de lampes. On réunit ainsi toutes les broches 1, toutes les broches 2, etc... Au terme de ce travail, seule la broche 9 du support Noval ne doit pas comporter de connexions avec d'autres broches puisque ce support est le seul à posséder 9 broches. Les fils sont autant que possible plaqués contre le panneau de tôle. On vérifie qu'il n'y a aucun court-circuit entre les broches des supports. Finalement, souder un fil sur chacune des douilles isolées en vue du raccordement avec la face avant ainsi que les 5 fils du « Sélecteur de fonction ».

CABLAGE DE LA FACE AVANT

Après avoir rabattu à l'horizontale chaque commun des 9 connecteurs, on relie avec un fil droit, les broches P des connecteurs 1, 4, 7. Sur les mêmes connecteurs, on réalise une liaison semblable pour les broches C, pour les broches F et pour les broches F'. On effectue les liaisons identiques entre les broches P, les broches C, les broches F et les broches F' des connecteurs 2, 5, 8 et des connecteurs 3, 6 et 9. Sur le connecteur 9 on relie les broches C et F. On connecte respectivement les broches P, C, F, et F' du connecteur 6 aux broches de même lettres du connecteur 5. De même, on connecte les broches P, C, F, F'. Sur la broche F'

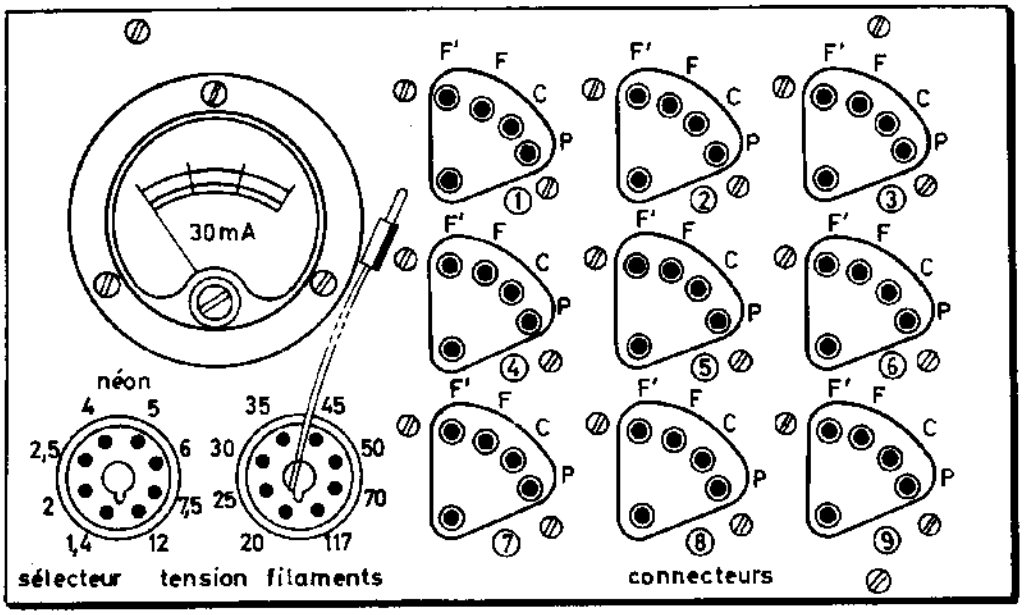


Fig. 9 vue de face

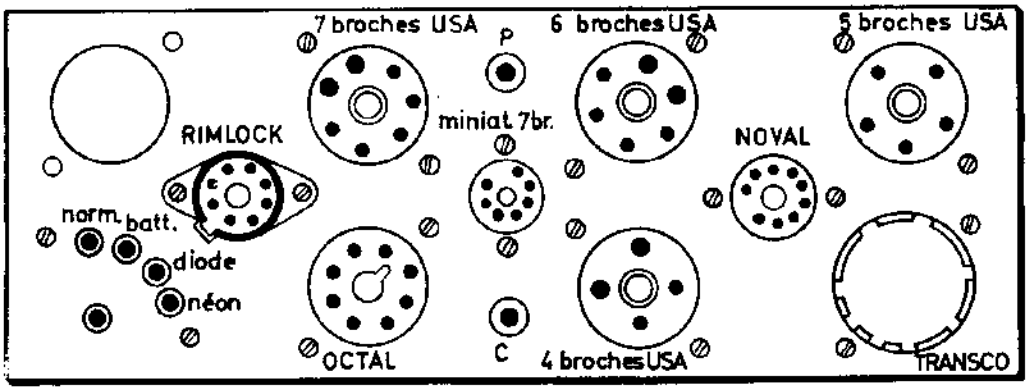


Fig. 10 vue de dessus

du connecteur 4, on soude un fil souple que l'on passe par le trou central du Sélecteur de tension A. A l'extrémité de ce fil, on met une fiche banane. Cette fiche destinée à être introduite dans les douilles du « Sélecteur Tension Filament » permettra de choisir la tension filament requise par la lampe à essayer.

FACE AVANT

Préparer la barrette relais à 11 cosses destinée à supporter les 4 résistances du Sélecteur de tension et du tube néon (**figure 11**).

Bien mettre les cosses à plat du côté devant recevoir les résistances. Celles-ci seront soudées dans leur prolongement, ceci afin d'éviter les courts-circuits à l'assemblage des différentes faces supportant des éléments actifs.

Mettre à plat les 2 cosses 1 et 11 du côté opposé aux résistances et souder la barrette sur les communs rabattus des connnecteurs 1 et 7. Raccorder le fil commun P sur la cosse P du connecteur 1.

Souder les deux fils du néon, d'une part au commun P de la barrette, d'autre part à l'extrémité de la résistance 47 kilohms prévue à son usage.

Mettre le néon en place, dans le trou central du Sélecteur de tension B et souder ses 2 fils.

LIAISON ENTRE LA FACE AVANT ET LA FACE SUPERIEURE

On fixe la face supérieure sur la face avant, en faisant bien attention à ce que les cosses du support «Transco» ne viennent pas en court-circuit avec les cosses du connecteur 3. A l'aide d'un faisceau de fils de couleurs différentes, on relie la broche 1 du support noval au commun du connecteur 1, la broche 2 de ce support au commun du connecteur 2. On relie de la même façon les broches 3, 4, 5, 6, 7, 8 et 9 de ce support aux communs des connecteurs de mêmes chiffres.

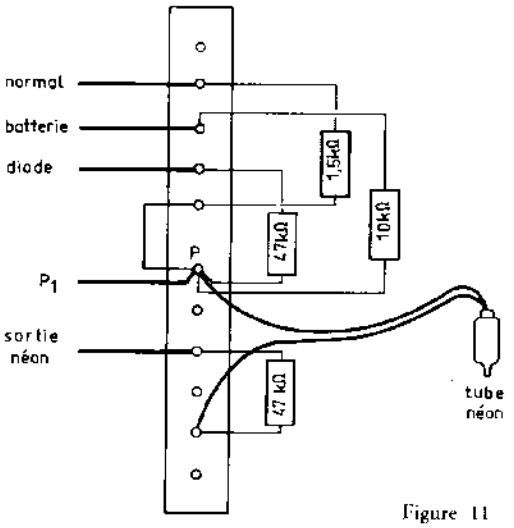


Figure 11

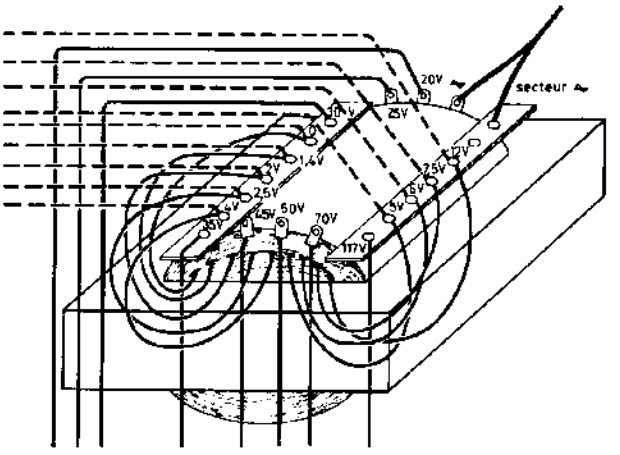


Figure 12

On connecte la douille P à la broche P du connecteur 1 et la douille C à la broche C du même connecteur. Les 4 autres fils du « Sélecteur de fonction » sont soudés à leur place respective sur la barrette relais supportant les résistances.

La borne + du milliampèremètre est reliée à la borne 117 V du Sélecteur de tension et la borne-est réliée au commun du Sélecteur de fonction.

LIAISON ENTRE LE TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION ET LE PANNEAU AVANT

Bien mettre à plat toutes les cosses sans exception des deux petites barrettes relais. Souder chacune d'elles sur le côté du transformateur, une extrémité sur la cosse secteur extérieure et l'autre sur la cosse 117 V, la 2ème barrette de l'autre côté sur les cosses 30 et 35 V. Couper à longueur chaque fil du transformateur de 0 à 12 cm. Isoler chacun d'eux par un souplisso. Décaper soigneusement et séparément l'extrémité de chaque fil, puis étamer. Si le décapage est bien fait, la soudure prend uniformément sur le fil. Un fil mal étamé, donc mal décapé est une future panne.

Le fil zéro est soudé sur la 1ère cosse libre, côté répartiteur de tension c'est-à-dire la 2ème de la barrette, la 1ère par sa soudure sur le transformateur étant la cosse 30 V.

Souder ensuite (**figure 12**) le 1,4 V sur la 3ème, le 2 V sur la 4ème, le 2,5 V sur la 5ème, le 4 V sur la 6ème, la 7ème est la sortie 35 V. De même sur l'autre barrette la 1ère cosse côté distributeur étant le secteur, la 2ème libre, la 3ème le 12 V, la 4ème le 7,5 V la 5ème le 6 V, la 6ème le 5 V et la 7ème le 117 V. Par deux faisceaux de 8 fils de couleurs différentes (pour faciliter leur repérage) on relie les différentes cosses (1,4 - 2 - 2,5 - 4 - 5 - 6 - 7,5 - 12) (1er faisceau) (20 - 25 - 30 - 35 - 45 - 50 - 70 - 117) (2ème faisceau) du transformateur aux broches de même désignation du « Sélecteur Tension Filament ». La sortie 0 du transformateur est connectée à la douille F du connecteur 7. Pour terminer, on monte le passe fil sur le fond, on passe le cordon d'alimentation par le trou de celui-ci, on arrête le cordon par un noeud et les brins sont soudés respectivement l'un sur la cosse secteur libre du transformateur, l'autre sur la 1ère cosse de la barrette relais, soudée elle-même sur l'autre cosse secteur

Après vérification du câblage, il ne reste plus qu'à exécuter l'assemblage du coffret et l'appareil terminé est prêt pour un long et utile service.

DIMENSIONS: 250 x 145 x 140 m/m

Le matériel comprend:

1 - 1 - face avant gravée
2 - 1 - face arrière
3 - 1 - dessus gravé
4 - 1 - côté gauche
5 - 1 - côté droit
6 - 1 - fond
7 - 12 - vis S1 pour coffret
8 - 5 - vis Parker pour face avant
9 - 1 - support Américain - 4 broches
10 - 1 - support Américain - 5 broches
11 - 1 - support Américain - 6 broches
12 - 1 - support Américain - 7 broches
13 - 1 - support octal - 8 broches
14 - 1 - support miniature - 7 broches
15 - 1 - support Rimlock - 8 broches
16 - 1 - support Transco - 8 broches
17 - 1 - support Noval - 9 broches
18 - 10 - connecteurs
19 - 10 - contreplaques de connecteurs
20 - 10 - cavaliers
21 - 2 - sélecteurs « Octal »
22 - 2 - douilles isolées
23 - 1 - fascicule de montage avec schéma de principe, plans de câblage et notice d'utilisation.

Complément petit matériel:

24 - 1 - fiche banane petit modèle 2,35 mm
25 - 1 - lampe néon montée sur son support
26 - 2 - résistances 47 000 ohms - ½ W
27 - 2 - résistance 10 000 ohms - 1 W
28 - 1 - résistance 1 500 ohms - 2 W
29 - 1 - cordon secteur
30 - 4 - pieds en matière plastique
31 - 1 - barrette relais à souder 11 cosses
32 - 2 - barettes relais à souder 7 cosses
33 - 1 - passe fil
34 - 49 - vis ISO
35 - 49 - écrous ISO
36 - 4 - rondelles pour transformateur 3 10 - épaisseur 1 mm
37 - 9 - x 1,5 m fil câblage - (9 coul.)
38 - 1 - m souplisso textile 3 mm
39 - 1,20 m fil nu étamé 7/10
40 - 5 m soudure 1 mm
41 - 6 - bagues soupl. plastique 5 mm

Complément de matériel pour la réalisation du Lampemètre TS-66

42 - 1 - transformateur spécial primaire - 110 - 130 - 220 - 250 V et 16 secondaires pour chauffage des lampes et H.T.
43 - 1 - galvanomètre 30 mA

Leçon n° 49

LES LAMPES: TETRODES ET PENTODES

Bien que la triode soit un élément extrêmement important dans le domaine de la radiotechnique, son utilisation dans les systèmes amplificateurs se trouve être quelque peu limitée. La raison principale de cette limitation est, comme nous l'avons déjà vu, la capacité existant entre ses électrodes et, particulièrement, la capacité grille-plaque. Lorsque la fréquence des signaux à amplifier est élevée, la capacité grille-plaque constitue une voie facile pour le transfert d'une certaine quantité d'énergie du circuit plaque (circuit de sortie) au circuit grille (circuit d'entrée) et l'effet est d'autant plus marqué que la fréquence est plus haute. Cette **réaction** du circuit de sortie sur le circuit d'entrée à travers la lampe elle-même, est encore plus grande quand la triode est pourvue de circuits résonnants, dans sa grille et sa plaque, accordés sur la même fréquence ou sur des fréquences voisines. C'est pourquoi on utilise rarement la triode comme amplificatrice H.F., à moins de recourir à un système approprié de neutrodynage dont l'effet est d'annuler cette réaction du circuit de sortie sur celui d'entrée.

Le neutrodynage, toutefois, n'est pas une solution parfaitement satisfaisante. En effet, plus la fréquence est élevée, plus la mise au point du neutrodynage devient difficile. En outre, il est parfois impossible de neutrodyner sur toute l'étendue de la bande à recevoir. Par dessus tout, le neutrodynage est, en définitive, une solution d'une application difficile, souvent fastidieuse, donnant des réglages critiques. Il est encore employé dans certains montages, mais, d'une manière générale, son utilisation s'est trouvée très réduite du fait du développement de nouveaux tubes électroniques qui, ayant une capacité grille-plaque extrêmement faible, ne provoquent aucune réaction du circuit de sortie sur celui d'entrée, ce qui rend inutile le neutrodynage.

Ajoutons à ce qui précède que la triode ne remplit pas toutes les conditions nécessaires à la réalisation des amplificateurs exigés par les récepteurs, les émetteurs et autres appareils électroniques modernes. Les rapports physiques existant entre les électrodes d'une triode sont tels qu'ils limitent rapidement l'amplification pratiquement utilisable, qui se trouve être assez éloignée de celle qu'il serait possible d'atteindre théoriquement. Cette limitation a, pendant longtemps, constitué un obstacle au développement des télécommunications qui, cela est bien évident, dépendent des possibilités d'amplification des signaux faibles ou lointains.

Ce problème a été pratiquement résolu par le développement de deux autres types de tubes électroniques, dérivés tous deux de la triode, mais présentant des caractéristiques très différentes qui en font d'excellents tubes amplificateurs. L'un deux est **la tétrode**, ou tube électronique à quatre électrodes, qui comporte un émetteur d'électrons, deux grilles et une plaque, l'autre est la **pentode** qui compte cinq électrodes: un émetteur d'électrons, trois grilles et une plaque.

LA TETRODE

La lampe à quatre électrodes, nous venons de le voir, est constituée par toutes les électrodes de la triode (qui remplissent, en principe les mêmes fonctions) et possède, en plus, une quatrième électrode sous la forme d'une deuxième grille, à laquelle on donne le nom de **grille écran**. La lampe à quatre électrodes est appelée **tétrode**, ou encore, **lampe à grille écran**.

La structure interne d'une tétrode (**figure 1**) diffère peu de celle d'une triode. En **A**, la grille écran de la tétrode est de forme rectangulaire et la plaque est profilée en forme d'ailettes pour assurer une bonne dissipation de la chaleur. En **B**, on remarque que la grille écran est formée de deux parties distinctes, la première constituée par une véritable grille, de forme ovale, est placée entre la grille et la plaque (elle forme la grille-écran proprement dite), tandis que la deuxième, qui est un cylindre métallique perforé, englobe toutes les électrodes du tube, plaque comprise, et forme un blindage ayant pour effet de soustraire la lampe à toutes les influences extérieures. La forme de la grille peut varier; dans la plupart des cas on adopte la forme hélicoïdale. Le fonctionnement des électrodes, toutefois reste sensiblement le même, quelle que soit la structure de la grille.

Bien que le type de lampe, construit sous la forme représentée par la **figure 2**, se rencontre de plus en plus rarement, il nous faut le mentionner ici, car le technicien pourra le trouver encore utilisé dans certains appareils anciens, et de toute façon, il est représentatif d'une époque révolue ce qui permet de mieux se rendre compte de l'évolution poursuivie dans ce domaine. La figure nous montre que les connexions du tube aux autres composants du circuit se fait, d'une part au moyen de broches disposées sur le culot du tube, d'autre part au moyen d'une « corne » placée sur le sommet de l'ampoule de verre. Les lampes de ce type sont dites à « deux sorties » (double-ended, en

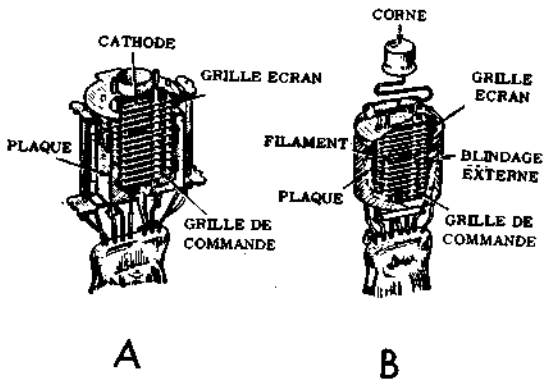


Fig. 1 - En A, structure interne d'une tétrode; on remarquera, entre autre, l'élément supplémentaire, par rapport à une triode, la grille-écran de forme rectangulaire. En B, un autre type de tétrode avec blindage extérieur relié à la grille-écran.

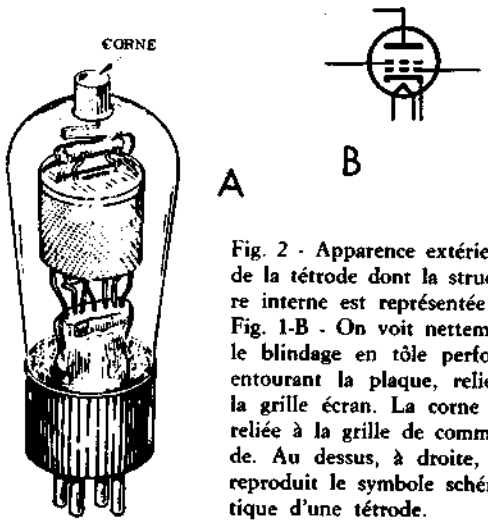


Fig. 2 - Apparence extérieure de la tétrode dont la structure interne est représentée en Fig. 1-B - On voit nettement le blindage en tôle perforée entourant la plaque, relié à la grille écran. La corne est reliée à la grille de commande. Au dessus, à droite, est reproduit le symbole schématique d'une tétrode.

anglais), tandis que si toutes les électrodes sont sorties sur les broches de l'embase, on dit qu'elles sont à « simple sortie » (single-ended). Dans beaucoup de tétrodes — en partie périmées — prévues pour être utilisées dans les récepteurs et amplificateurs de faible puissance, la corne supérieure est reliée à la grille de commande. Dans les lampes plus puissantes (pour émetteurs), la corne est reliée à la plaque. C'est pour réduire la capacité inter-électrodes (grille-plaque ou grille-cathode), ou pour mieux isoler la plaque des autres électrodes (lorsque de fortes tensions sont en jeu) que l'on a prévu cette corne sur le sommet de l'ampoule.

Les grilles que l'on désigne dans les textes sous les noms de « grille de commande » et « grille-écran », sont très souvent désignées sur les schémas par les symboles **G1** et **G2**. Le chiffre le plus faible désigne la grille la plus proche de la cathode, donc G1 = grille de commande; tandis que G2 = grille-écran (dans le cas de la tétrode qui ne possède que deux grilles). On notera également que, très souvent dans les textes, la grille-écran est appelée simplement **écran**, ceci dans le cas où ce terme ne peut prêter à confusion.

La **figure 3** donne le schéma d'alimentation d'une tétrode. On remarquera que la différence principale, schématique, entre une triode et une tétrode est constituée par le circuit d'écran avec sa propre source d'alimentation. Dans les montages usuels, l'écran est porté à un potentiel positif (par rapport à la cathode) légèrement inférieur à celui de la plaque. Etant portée à un potentiel positif, la grille-écran attire les électrons émis par la cathode; une partie de ceux-ci poursuivent leur parcours vers la plaque, étant donné la structure de l'écran en forme de grille, tandis qu'un petit nombre est absorbé par l'écran. C'est ainsi que la grille-écran accélère les électrons se dirigeant vers la plaque, tandis que les électrons absorbés donnent naissance à un courant de grille-écran. On comprend, alors, que la tension appliquée sur la plaque doit être plus élevée que celle d'écran, car elle se trouve plus éloignée de la cathode et c'est elle qui doit recueillir le maximum d'électrons (si l'on veut que le tube remplisse son rôle d'amplificateur), tandis que le courant d'écran n'a, en règle générale, aucune utilisation pratique.

Le rôle principal de la grille-écran reste donc celui de réduire la capacité grille-plaque qui, comme nous l'avons vu, introduit une réaction indésirable du circuit de sortie sur celui d'entrée. C'est ainsi qu'alors qu'une triode a une capacité grille-plaque de l'ordre de 2 pF, celle d'une tétrode est de 0,01 pF, ou moins. La grille écran agit à la manière d'un écran électrostatique placé entre la grille de commande et la plaque du tube. Si en outre, la grille-écran comporte un blindage en tôle perforée placée extérieurement à la plaque (comme dans les figures 1-B et 2-A), elle isole la plaque de la lampe de toutes les influences extérieures.

Nous avons vu, plus haut, que la grille-écran renforçait l'action de la plaque en attirant un plus grand nombre d'électrons issus de la cathode; elle produit également un autre effet, qui est de rendre le courant plaque pratiquement indépendant de la tension plaque. La raison en est la suivante: l'écran, porté à un potentiel positif relativement élevé, étant placé entre la grille de commande et la plaque, son action sur l'extraction des électrons de la cathode est prépondérante et, par suite, les variations de la tension plaque n'ont qu'un très faible effet sur la charge spatiale. On pourrait dire, pour mieux comprendre cette particularité, que le champ d'action de la tension plaque ne dépasse pas l'écran. Cela ne veut pas dire que la valeur de la tension plaque n'ait aucune importance: cette tension sert toujours à attirer les électrons sur la plaque et le circuit plaque est toujours le circuit de sortie où l'on recueille le signal amplifié par le tube. Toutefois, la force d'attraction provoquant le mouvement des électrons au delà de la grille de commande est fournie par la tension d'écran, plutôt que par celle de plaque.

En ce qui concerne le courant alternatif (fréquence du signal), la grille-écran est mise à la masse (c'est-à-dire au pôle négatif de l'alimentation) au moyen d'un condensateur qui doit présenter une faible réactance à la fréquence du signal d'entrée. De cette façon les

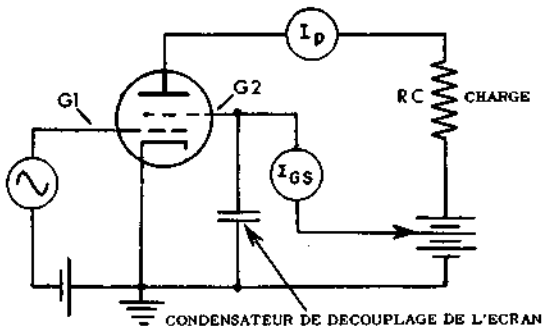


Fig. 3 - Le schéma inhérent au fonctionnement d'une tétrode est caractérisé, par rapport au schéma d'une triode, par la nécessité d'alimentation de la grille-écran à laquelle on applique une tension positive normalement prélevée à une source anodique moyennant un diviseur approprié.

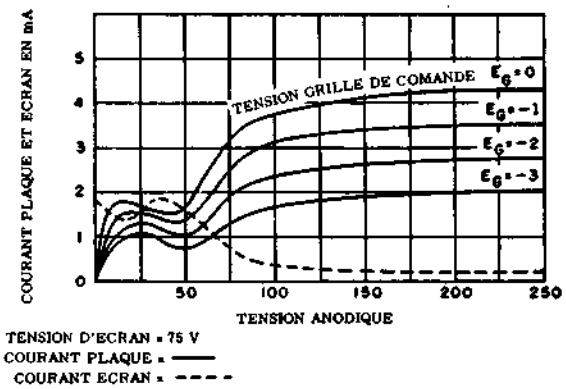


Fig. 4 - Courbes caractéristiques de plaque d'une tétrode. On remarquera la pente négative, due à l'émission secondaire, pour des tensions d'écran supérieures à celle de plaque. La tension d'écran est de 75 volts.

variations du courant grille (produites par le signal) sont court-circuitées à la masse par ce condensateur et l'écran est maintenu à un potentiel continu de valeur fixe. De même les éventuelles variations de la tension plaque qui pourraient être produites par un couplage capacitif avec l'écran sont dérivées à la masse. Le signal en courant alternatif présent sur la plaque ne peut, ainsi s'opposer à l'action de la grille (par réaction) ou influencer en aucune façon le courant plaque, ce qui réduit, effectivement, la capacité grille-plaque.

Courbes caractéristiques

Grâce à la présence de la grille-écran, une variation de la tension plaque produit un effet minime sur le courant anodique. Toutefois, la grille de commande conserve sa possibilité de contrôler le courant plaque. La **figure 4** représente une famille de courbes caractéristiques de plaque d'une tétrode. La courbe en traits discontinus représente le courant de grille-écran, lorsque la polarisation négative de la première grille, ou grille de commande, est de — 3 volts.

Quand la tension de la plaque est inférieure à celle de l'écran, la courbe a une pente négative. Ceci est dû à une **émission secondaire** en provenance de la plaque. Quand la tension d'écran est fixe, la vitesse des électrons qui frappent l'anode augmente avec l'augmentation de la tension plaque. Si les électrons frappent la plaque avec une vitesse suffisante, certains d'entre eux rebondissent, dans l'espace entre la plaque et l'écran, en direction de ce dernier et, si l'écran est à un potentiel plus élevé que la plaque, ces électrons secondaires sont attirés par l'écran. Etant donné que leur mouvement se fait en sens inverse du courant anodique normal, celui-ci subit une diminution d'intensité. Sur la figure 4, on peut voir que le courant d'écran augmente lorsque le courant plaque diminue, ce qui est conséquence de ce que nous venons d'exposer. Le courant anodique diminue jusqu'à ce que la tension plaque s'approche de celle d'écran. Ensuite, toute augmentation de la tension plaque provoque un second rebondissement des électrons secondaires, vers la plaque qui les attire à elle, et produit une augmentation de courant anodique.

Dans la partie de la courbe où, toute augmentation de la tension plaque provoque une diminution correspondante du courant anodique, on dit que la pentode présente une **résistance négative**; il s'agit là, en effet, d'un phénomène inverse de celui qui se produit avec la tension appliquée à ses bornes.

Dans les montages amplificateurs à tétrode, la plaque doit toujours être alimentée sous une tension assez élevée, pour éviter que le tube travaille dans la partie de sa caractéristique présentant une résistance négative. En effet, dans ce dernier cas, le signal de sortie subirait de sévères distorsions et le tube pourrait même entrer en oscillations.

Avantages et inconvénients des tétrodes

Parmi les avantages que présente la tétrode sur la triode, nous mentionnerons, tout d'abord son coefficient d'amplification beaucoup plus grand. C'est ainsi que, si les triodes ont des valeurs de « mu », comprises entre 5 et 50, les tétrodes ont un coefficient d'amplification allant de 150 à 600, suivant les types.

Ceci bien que la conductance mutuelle ne soit pas plus élevée que celle des triodes; la raison de ce fait nous est fournie par l'équation suivante:

$$g_m = \frac{\mu}{R_p}$$

dans laquelle, g_m est la conductance mutuelle, μ le coefficient d'amplification et R_p la résistance de plaque.

La résistance de plaque, R_p, en dénominateur de la fraction, augmente plus rapidement, dans une tétrode, que le facteur mu, au numérateur. C'est pourquoi, le rapport μ/R_p diminue également, ce qui entraîne la diminution de g_m. En général, la conductance mutuelle, g_m, d'une tétrode est comprise entre 1 000 et 4 500 µmho, ce qui donne une pente, S, de 1 à 4,5 mA/V.

Par contre, les inconvénients présentés par la tétrode sont nombreux. Comme nous l'avons déjà dit, seule une petite partie de la courbe caractéristique de pla-

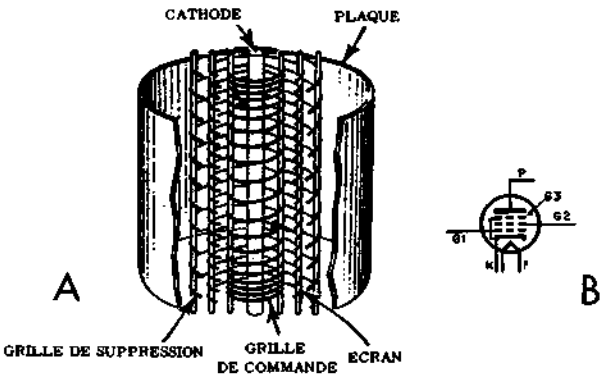


Fig. 5 - Disposition des électrodes à l'intérieur d'une pentode. Par rapport à la tétrode illustrée précédemment elle possède, en plus, la grille de suppression, appelée quelquefois simplement suppresseur, qui est rapprochée de la plaque. En B, symbole schématique d'une pentode.

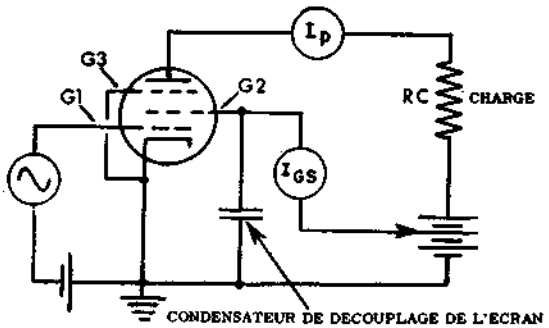


Fig. 6 - La grille de suppression, reliée à la cathode, est portée à un potentiel négatif par rapport à la plaque. Dans de telles conditions les électrons secondaires sont repoussés par la grille de suppression et renvoyés sur la plaque, annulant ainsi les effets et les inconvénients de l'émission secondaire.

que est pratiquement utilisable. Les effets de l'émission secondaire ne sont négligeables que dans la partie de la courbe où la tension plaque est supérieure à celle d'écran. En raison des effets de la charge de plaque sur la tension anodique, lorsqu'une tension alternative (signal) est appliquée sur la grille de commande, il est indispensable d'alimenter le tube sous une tension anodique élevée. C'est seulement dans ces conditions que l'on peut obtenir une excursion suffisante de la tension plaque, sans que sa valeur la plus faible descende au dessous de la tension d'écran. La nécessité d'employer une tension anodique élevée présente des inconvénients tels que les tétrodes ne sont pratiquement plus utilisées dans les récepteurs de Radio; par contre elles sont encore employées comme tubes de puissance dans les émetteurs.

En conclusion, nous voyons que le principal avantage du tube tétrode réside dans la réduction des capacités entre les électrodes et, par suite, du taux de réaction interne; ce qui a permis d'employer ce tube dans des montages amplificateurs à gains élevés. Mais il convient de préciser, dès à présent, que les montages amplificateurs modernes font appel à un troisième type de tube électronique, qui peut être considéré comme un perfectionnement de la tétrode: c'est la **pentode**, que nous allons étudier maintenant.

LA PENTODE

La pentode est, essentiellement, une tétrode à laquelle on a ajouté une troisième grille, exactement entre la grille-écran et la plaque. Cette troisième grille est appelée **grille de suppression**. La **figure 5** représente la structure interne d'une pentode montrant la disposition des électrodes (A), ainsi que son symbole schématique (B). L'action de la grille de suppression se se manifeste essentiellement vis-à-vis de l'émission secondaire — le défaut principal des tétrodes — qu'elle permet de supprimer ou, dont elle permet d'annuler les effets. Nous verrons plus loin dans quelles conditions.

La nouvelle grille (voir **figure 6**), est normalement reliée à la cathode par une connexion qui peut être soit à l'intérieur, soit à l'extérieur de l'ampoule. Dans ce dernier cas, cela est évident, la grille de suppression est reliée à une broche de l'embase; la troisième grille étant ainsi accessible, toutes les combinaisons sont possibles et la pentode peut, en cas de besoin, être montée en triode (en reliant la grille-écran et la grille de suppression à la plaque); on peut également réaliser des circuits spéciaux dans lesquels la troisième grille est utilisée à d'autres fins que celle pour laquelle elle est prévue.

En reliant la grille de suppression à la cathode elle se trouve être portée au même potentiel que celle-ci; dans ces conditions, la grille de suppression n'absorbe aucun courant et il n'est pas nécessaire de prévoir une alimentation pour la porter à une tension déterminée. Elle peut être considérée comme étant au potentiel zéro, au potentiel de la masse.

Examinons encore la figure 6. En cours de fonctionnement, les électrons émis par la cathode sont accélérés en direction de la plaque, par la grille G2 portée à un potentiel positif. Ces électrons rapides passent facilement à travers les mailles de la grille de suppression G3. Lorsqu'ils atteignent la plaque, leur vitesse est telle qu'une émission secondaire se produit (tout comme dans une tétrode).

Mais ces électrons secondaires, relativement lents, ne peuvent atteindre la grille-écran, ils en sont empêchés par la grille de suppression, en effet celle-ci, portée au même potentiel que la cathode, est négative par rapport à la plaque; les électrons secondaires (particules négatives) émis par la plaque sont « freinés » par la troisième grille (appelée parfois, également, « grille de freinage »), ils sont repoussés et renvoyés sur la plaque. C'est ainsi que l'on évite le courant inverse entre plaque et grille-écran, même si la tension de l'écran dépasse, par moment, la tension de la plaque. Les coudes de la caractéristique qui étaient si gênants dans le cas de la tétrode se trouvent être « supprimés » par l'action de la grille de suppression.

Cette troisième grille a également un autre effet bénéfique: elle réduit encore la capacité grille-plaque. C'est ainsi que les pentodes ont une capacite grille de

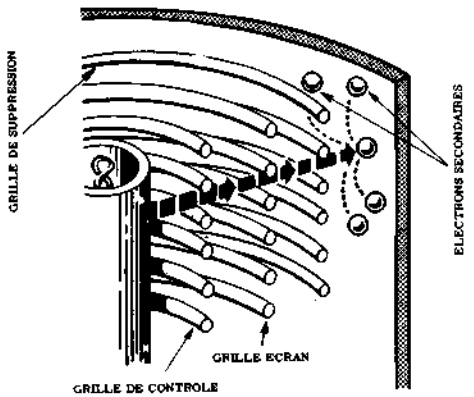


Fig. 6 bis - Comportement des électrodes d'une pentode en présence des électrons secondaires produits par la surface de plaque. La disposition de la grille de suppression et la polarisation négative qui lui est attribuée (égale à celle de la cathode) empêchent les électrons secondaires de retourner sur la grille-écran influençant ainsi le fonctionnement.

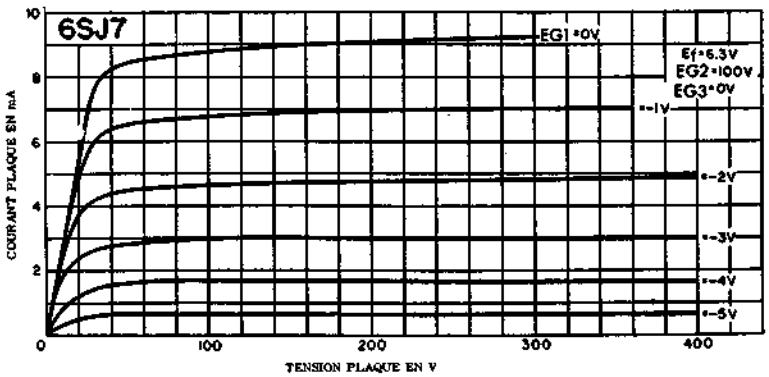


Fig. 7 - Courbes caractéristiques d'une pentode: on notera l'absence des coudes (pente négative) que l'on trouvait au début des courbes de tétrodes. On notera qu'à des augmentations égales de la tension de G1, ne correspondent pas des variations égales du courant anodique.

commande plaque plus faible que celle des tétrodes. ce qui élimine tout risque de réaction entre les circuits d'entrée et de sortie.Ceci est également une des raisons pour lesquelles la pentode est si largement employée dans les montages amplificateurs.

Courbes caractéristiques

La **figure 7** reproduit les courbes caractéristiques d'une pentode classique, la 6SJ7. Le coefficient d'amplification est supérieur à celui d'une triode, il est de l'ordre de celui des tétrodes. De même la résistance de plaque est très élevée (plus grande que dans le cas d'une tétrode); par exemple, la résistance dynamique de plaque d'une pentode typique, comme la 6SJ7, s'élève à 700 000 ohms. la résistance statique est légèrement inférieure à cette valeur.

Pour l'amplification de puissance, c'est-à-dire lorsqu'il est nécessaire d'employer une lampe permettant le passage d'un courant de forte intensité, l'emploi de tubes à faible résistance interne est préférable; c'est pourquoi, dans un tel cas, la triode peut être supérieure à une pentode, par contre, lorsqu'on désire obtenir principalement une forte amplification, la pentode est nettement préferable en raison de sa résistance interne élevée.

Dans le graphique de la figure 7, on voit que la tension d'alimentation anodique, Eb, varie de 0 à 400 volts (axe horizontal). Etant donné que les courbes sont relevées sans charge anodique, on a Eb = Ep, La tension d'écran E G2, est maintenue constante à 100 volts. La grille de suppression, G3, est au potentiel zéro, tandis que la polarisation de la grille de commande G1, varie de zéro à —5 volts, par bonds de 1 volt. La tension du filament, Ef, est de 6,3 volts.

Ce graphique nous révèle un certain nombre de particularités importantes. Avant tout, les coudes caractéristiques de la tétrode (voir figure 4) ont disparu, car dans une pentode, une augmentation de la tension plaque ne peut provoquer en aucun cas une diminution correspondante du courant anodique; cela signifie que la pentode ne présente jamais une résistance négative.

Il existe, néanmoins, une zone critique, au début de la courbe, dans laquelle une faible variation de la tension anodique provoque une variation importante du courant. Fort heureusement cette partie ascendante est très limitée et le coude supérieur de la caractéristique est atteint beaucoup plus rapidement que dans une tétrode.

Tout comme dans une tétrode, le courant anodique est relativement indépendant de la tension plaque et la partie utilisable de la caractéristique est celle qui est sensiblement horizontale, à droite du coude.

La figure 7 nous révèle, également, une particularité significative. Les diverses courbes ne sont pas équidistantes entre elles (dans leurs parties horizontales). A chaque tension de polarisation (tension sur la grille G1), correspond une courbe de la tension plaque mais, bien que la polarisation varie régulièrement de 1 volt à chaque fois, les courant plaque ne varient pas d'une quantité constante (voir les distances inégales entre les différentes courbes). Examinons en détail ce phénomène qui revêt une grande importance.

Nous référant toujours à la figure 7, portons dans un tableau les diverses tensions et intensités, ainsi que leurs variations relatives; la tension anodique est fixe et égale à 300 volts, l'écran est également porté à un potentiel fixe de 100 volts et la grille de suppression, reliée à la cathode, est au potentiel zéro.

Tens. plaque en volts (E_{aa})	Tension de la Grille de commande (E G 1)	Cour. anod. en mA (I_a)	Variations du courant anodique
300	0	9,3 mA	
300	— 1	7,0	9,3 — 7,0 = 2,3 mA
300	— 2	4,8	7,0 — 4,8 = 2,2 mA
300	— 3	3,0	4,8 — 3,0 = 1,8 mA
300	— 4	1,6	3,0 — 1,6 = 1,4 mA
300	— 5	0,6	1,6 — 0,6 = 1,0 mA

Les résultats, ainsi obtenus montrent la relation non linéaire entre le courant anodique et les variations de la tension de grille et, en conséquence, laissent prévoir une source de distorsions. On peut donc affirmer, après cet examen, qu'une pentode montée en amplificatrice provoque une distorsion du signal plus importante qu'une

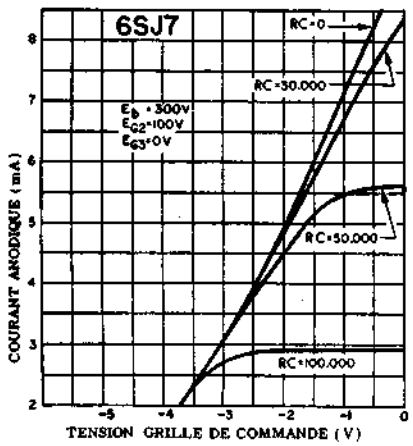


Fig. 8 - Courbes caractéristiques dynamiques d'une pentode. Contrairement à ce qui se produit dans le cas des triodes, la meilleure linéarité est obtenue pour des charges de faible valeur.

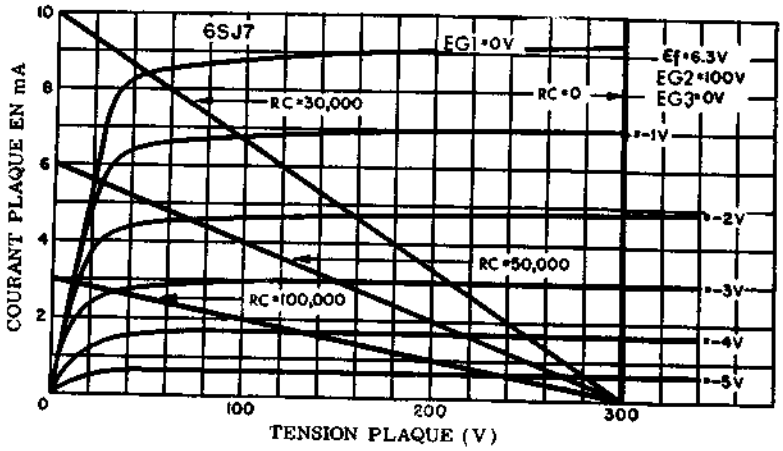


Fig. 9 - Ici sont représentés les réseaux correspondant d'une pentode. Plus forte est la charge, moins bonne est la linéarité.

triode. Toutefois, en choisissant convenablement les conditions de travail du tube, cette distorsion peut être maintenue dans des limites acceptables. Les avantages que l'on retire de l'emploi de pentodes dans certains étages des appareils électroniques, compensent largement les inconvénients d'une distorsion accrue et, c'est pour cette raison que ce type de tube électronique est si fréquemment utilisé.

Constantes des pentodes

Le coefficient d'amplification d'une pentode est très élevé; il atteint couramment 1 500 à 2 000 et certains types récents dépassent 5 000. Il est donc 100 fois plus grand que le coefficient d'amplification d'une triode et trois ou quatre fois supérieur à celui d'une tétrode. La raison de ce pouvoir d'amplification très élevé peut être expliquée graphiquement en calculant les valeurs de μ à partir des familles de courbes du courant anodique de la figure 7.

De même, la résistance de plaque d'une pentode est très grande; c'est ainsi, par exemple, que la résistance interne de la pentode 6SJ7 est de l'ordre de 1 mégohm, c'est-à-dire qu'elle est 100 fois plus grande que la résistance interne d'une triode. Cette valeur élevée de la résistance interne, aussi bien des tétrodes que des pentodes, permet leur utilisation dans des montages différents de ceux prévus pour les triodes. On notera, en particulier, que plus la polarisation de grille est élevée, plus grande est la résistance de plaque de la pentode, comme on peut le voir en examinant les courbes caractéristiques.

Certains types de pentodes, appelés **pentodes de puissance**, sont conçus de telle sorte que leur résistance intérieure soit moins grande que celle des pentodes de type courant; mais, même dans ces types, Rp est plusieurs fois plus grande que la résistance interne des triodes prévues pour le même usage.

La conductance mutuelle, ou la pente, des pentodes de puissance est, toutefois, du même ordre que celle des triodes destinées aux mêmes applications. D'une manière générale, malgré leur coefficient d'amplification élevé, les pentodes ont une conductance mutuelle comparable à celle des triodes et des tétrodes. Ceci est dû à la valeur très élevée de leur résistance interne et c'est également pour cette raison que le rapport entre la variation du courant anodique et la tension de la grille de commande reste très faible.

Caractéristiques dynamiques des pentodes

La **figure 8** illustre le comportement dynamique d'une pentode type 6SJ7, alimentée sous une tension plaque E_b de 300 volts, avec E_{g2} = 100 volts, E_{g3} = 0 volts. Les droites de charge sont tracées pour R_c = 0 ohms, 30 000 ohms, 50 000 ohms et 100 000 ohms.

Au cours de l'étude du fonctionnement dynamique d'une triode, nous avons indiqué qu'il était nécessaire d'utiliser la lampe dans la partie rectiligne de sa courbe caractéristique; il s'agit là d'une condition essentielle pour obtenir une amplification sans distorsion. Nous avons également constaté que, plus la résistance de charge R_c est élevée, plus grande est la fidélité avec laquelle le courant anodique suit les variations de la tension de la grille de commande. La figure 8 montre que dans le cas d'une pentode, les choses se passent exactement de la manière opposée.

En effet plus R_c est de valeur élevée, moins les courbes sont rectilignes. Il est évident que celle qui correspond à R_c = 30 000 ohms apparaît comme étant pratiquement la plus satisfaisante, mais elle n'est pas linéaire sur toute sa longueur. En augmentant la valeur de R_c, la non-linéarité augmente rapidement.

Les raisons de cette non-linéarité sont parfaitement compréhensibles lorsqu'on étudie **la figure 9**, qui représente une famille de courbes caractéristiques sur laquelle sont tracées les droites de charge correspondantes aux diverses valeur de R_c. Ces droites de charges peuvent être dessinées très simplement, sur les courbes caractéristiques tension plaque, en joignant deux points situés, l'un sur l'axe vertical (courant anodique) et l'autre sur l'axe horizontal (tension anodique).

Le point situé sur l'axe vertical est déterminé de la manière suivante. La loi d'Ohm nous apprend que I_b =

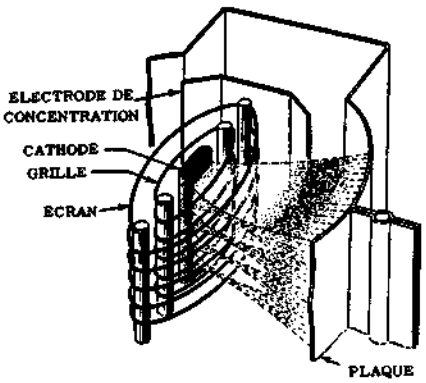


Fig. 10 - Détails de construction d'un tube à faisceau électronique. On remarque la concentration du flux électronique obtenu par les électrodes spéciales.

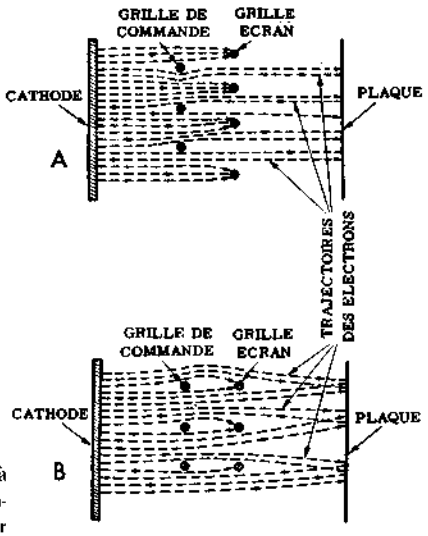


Fig. 11 - La disposition différente des grilles de commande et des écrans dans une tétrode (A) et dans une tube à faisceau électronique entraîne une répartition différente des courants plaque et écran.

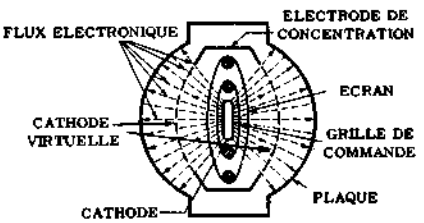


Fig. 12 - Tube à faisceau électronique, coupe vue du sommet de l'ampoule.

$E_b : R_c$, c'est-à-dire que l'intensité du courant anodique qui traverse R_c est égale au quotient de la tension à ses bornes par sa valeur ohmique. En conséquence, on peut, connaissant E_b et R_c, trouver sur l'axe vertical le point de départ de la droite de charge. Exemple: soit E_b = 300 volts et R_c = 30 000 ohms; I_b = 300 : 30 000 = 0.010 A = 10 mA, qui est le point de départ de la droite de charge R_c = 30 000 Ω, sur l'axe verticale.

Sur l'axe horizontal, le point de départ est le même pour toutes les droites de charge, quelle que soit la valeur de la résistance de charge R_c; il est déterminé par la tension anodique, E_b, appliquée au tube (300 volts, dans notre cas).

Les droites de charge de la figure 9 coupent les courbes du courant plaque près du coude; il résulte un changement très faible de l'intensité lorsque l'on réduit la tension de polarisation de la grille de commande.

En réduisant la tension d'écran, E_{g2}, à un septième ou un dixième de la tension d'alimentation de la plaque, la pente de la courbe du courant plaque pour les faibles valeurs de la tension anodique devient très forte. Par exemple, avec une tension d'écran de 100 volts (E_{g2} = 100 V) et une tension sur la grille de commande E_{g1} = 0 V, le coude de la courbe du courant anodique est atteint pour une tension plaque de l'ordre de 40 volts (voir figure 9). Si l'on réduit la tension d'écran à 40 volts, le même point peut être atteint pour une tension plaque de 16 volts seulement. Ces mêmes résultats peuvent être obtenus pour toutes valeurs de la tension de polarisation de la grille de commande. Naturellement, la réduction de la tension d'écran entraîne une réduction du courant anodique, mais cela n'a qu'une importance secondaire au regard de l'amélioration des caractéristiques, ainsi obtenue, et des avantages que l'on peut en retirer.

LAMPES à FAISCEAU ELECTRONIQUE

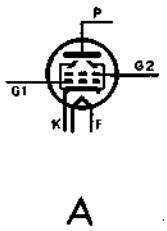
Le tube à faisceau électronique réunit les avantages de la tétrode et de la pentode. Cette lampe se prête particulièrement bien à tous les emplois où une amplification de puissance est nécessaire: étages de sortie des récepteurs et des amplificateurs, ainsi que certains étages des émetteurs.

Les performances exceptionnelles de ce type de tube ont pu être obtenues grâce à un système de concentration des électrons formant le courant plaque, en faisceau de charges mobiles. Dans les lampes courantes, les électrons du courant plaque se dirigent bien dans une direction déterminée, mais ils ne sont pas formés en faisceaux.

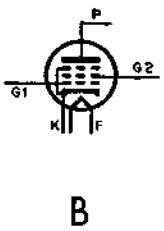
L'apparence extérieure de ce tube est semblable à celle des tétrodes et pentodes ordinaires; on note seulement une légère augmentation des dimensions, ce qui est parfaitement normal, étant donné que ces tubes à faisceaux, comme nous l'avons dit plus haut, sont spécialement destinés à fournir une puissance supérieure à celle que peuvent délivrer les autres lampes.

Les détails de construction d'un tube électronique à faisceau dirigé sont représentés sur la **figure 10**. Ce dessin ne peut, toutefois, faire apparaître une particularité extrêmement importante: la grille de commande et la grille-écran sont parfaitement alignées, leurs conducteurs sont dans le même plan. En d'autres termes, les électrons issus de la cathode qui se dirigent vers la plaque rencontrent, sur la même ligne, les deux obstacles formés par les deux grilles. Pour mieux illustrer cette particularité importante, reportons-nous à la **figure 11**. En **A** nous voyons comment les conducteurs constituant la grille de commande et la grille-écran d'une tétrode classique, agissent sur le flux électronique. Dans ce cas, les fils de la grille-écran sont intercalés dans les espaces laissés vides par les fils de la grille de commande; en conséquence, les électrons qui passent à travers la grille de commande sont partiellement déviés et une certaine quantité d'entre eux sont captés par la grille-écran. Ceci produit un courant d'écran qui limite l'intensité du courant anodique.

En **B** les résultats sont différents: du fait de l'alignement des mailles des deux grilles, l'écran intercepte moins d'électrons. En conséquence, le courant d'écran est plus faible dans une lampe à faisceau électronique que dans les pentodes et tétrodes ordinaires. Un plus grand nombre d'électrons atteignent la plaque, d'où un



A



B

Fig. 13 - Symboles schématiques d'une tube électronique, à électrodes de concentration (A) ou à grille de suppression (B). Le symbole en B est analogue à celui d'une pentode commune.

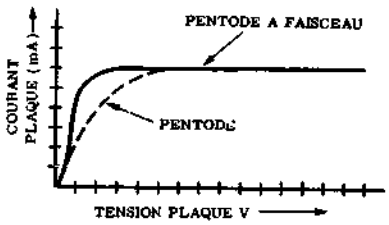
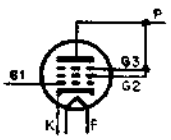
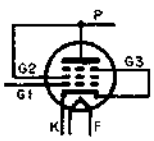


Fig. 14 - Caractéristiques comparées d'une pentode et d'un tube à faisceau électronique. Dans ce dernier, le courant plaque est beaucoup plus indépendant de la valeur de la tension plaqde, d'où possibilité d'excursion plus étendue du potentiel de la grille de commande et plus faible distorsion.



A



B

Fig. 15 - Les pentodes peuvent, également, être montées en triodes: en A, en reliant la grille-écran et la grille de suppression à la plaque; en B, en reliant seulement l'écran à la plaque, tandis que la grille de suppression est reliée à la cathode.

courant anodique plus important.

Tous ces effets, qui sont une conséquence du type de construction illustré sur la figure 11-B, ont pour résultat de donner un tube électronique dans lequel la plaque et la grille de commande sont isolées, du point de vue électronique, l'une par rapport à l'autre; le courant plaque est élevé, la résistance interne relativement faible et une puissance modulée importante peut être obtenue avec peu de distorsions. Les électrodes de concentration du faisceau électronique (figure 10) agissent sur les électrons, après que ceux-ci ont traversé la grille-écran, et les concentrent en un étroit faisceau dirigé sur la plaque. Ces électrodes de concentration sont reliées à la cathode, à l'intérieur de l'ampoule, et sont donc au même potentiel que celle-ci.

En raison du fait que les électrodes des concentration sont au potentiel de la cathode, un effet équivalent à une charge spatiale se développe entre l'écran et la plaque. Cet effet produit le même résultat qu'une électrode imaginaire (ligne en traits discontinus reliant les bords des électrodes de concentration, sur la **figure 12**) qui serait située entre la plaque et l'écran: elle a reçu le nom de **cathode virtuelle**. Cette charge d'espace repousse les électrons secondaires émis par la plaque et les empêche d'atteindre l'écran. La figure 12 représente la coupe d'un tube à faisceau électronique vue du sommet de l'ampoule.

Dans certaines lampes, l'effet de cathode virtuelle est obtenu en employant une troisième grille, au lieu des électrodes de concentration du faisceau. Les résultats sont identiques dans ces deux versions. Pour distinguer les deux types de construction, on a adopté deux symboles schématiques distincts (**figure 13**). Le dessin reproduit en **A** représente une lampe de puissance avec électrodes de concentration, tandis que celui en **B** symbolise la seconde version, dans laquelle une grille remplace les électrodes de concentration. Comme on le remarquera, il n'y a aucune différence entre le symbole de la figure 13-B et celui représentant une pentode ordinaire (figure 5-B).

La **figure 14** permet de se livrer à une utile comparaison entre les caractéristiques courant anodique-tension anodique d'une pentode ordinaire et d'un tube à faisceaux dirigés. On notera l'augmentation rapide du courant anodique dans la lampe à faisceau électronique (courbe en trait continu), en comparaison de l'augmentation beaucoup plus lente dans le cas d'une pentode ordinaire (ligne en traits discontinus), qui est une caractéristique importante en ce qui concerne la puissance utilisable et la distorsion. En effet, la courbe en trait plein (tétrode à faisceaux dirigés), montre que la zone à l'intérieur de laquelle le courant plaque dépend étroitement de la tension plaque est beaucoup plus limitée que celle de la courbe en traits discontinus (pentode ordinaire); le courant plaque devient indépendant de la tension plaque, même pour des tensions très faibles.

Cette caractéristique est extrêmement importante car elle confère au tube de puissance à faisceaux dirigés la possibilité de délivrer les puissances élevées sous des tensions anodiques plus faibles que celles qui seraient nécessaires pour une pentode ordinaire. En outre, la lampe à faisceaux produit moins de distorsions qu'une pentode classique, car elle permet une plus grande excursion du potentiel alternatif de grille et des variations plus importantes du courant anodique.

PENTODES UTILISEES EN TRIODES

Divers types de pentodes sont étudiés et construits en vue de leur utilisation éventuelle en triodes; dans ce cas, des indications spéciales sont mentionnées sur les notices d'utilisation de ces tubes. D'une manière générale, la pentode, lorsqu'elle est employée en triode, perd ses caractéristiques propres; elle acquiert, alors, les caractéristiques générales des triodes, telles que nous les avons étudiées dans la 46ème Leçon.

Le montage en triode peut être réalisé de diverses manières. La **figure 15** (A et B) montre les deux plus courantes. Comme on le voit, en **A** la grille-écran et la grille de suppression sont reliées à la plaque; en **B**, la grille de suppression est reliée à la cathode tandis que l'écran est relié à la plaque.

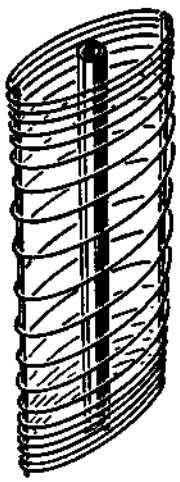


Fig. 16 - Détail de construction de la grille de commande d'une lampe à pente variable. Les spires sont écartées au centre et resserrées aux extrémités.

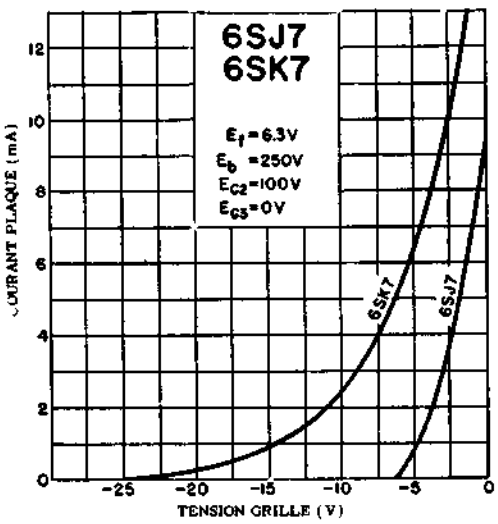


Fig. 17 - Comparaison entre les caractéristiques d'une pentode à pente fixe (6SJ7) et celles d'une pentode à pente variable (6SK7). Cette dernière admet une tension de grille plus élevée et sa pente varie moins rapidement.

LAMPES à PENTE VARIABLE

Nous avons vu, que la pente (ou conductance mutuelle) d'une lampe et, le coefficient d'amplification qui lui est intimement lié, est fonction de la géométrie interne du tube, c'est-à-dire de la forme, de la structure et de la position mécanique des électrodes. Bien que dans certaines conditions d'emploi, de légères différences puissent être relevées, on peut pratiquement considérer comme constants la pente et le coefficient d'amplification d'une lampe donnée. Pour cette raison, pour chaque type de lampe, on indique une seule valeur de ces caractéristiques que l'on présume constantes.

Le coefficient d'amplification d'une lampe exprime la relation entre le point d'annulation du courant plaque et la tension négative de grille, lorsque la tension plaque reste fixe. En d'autres termes, quand le signal d'entrée, e_g, est rendu suffisamment négatif, le courant plaque, i_p, tombe à zéro et la tension d'alimentation plaque, E_b, est égale à e_p.

Les lampes à coefficient d'amplification élevé, comme les tétrodes et les pentodes, atteignent le point de suppression du courant plaque pour des tensions négatives de grille très faibles. Par contre, les lampes à faible coefficient d'amplification (ou pente), nécessitent des tensions négatives de grille plus élevées pour atteindre ce même point.

Les relations ci-dessous, existant entre le courant anodique et la tension de polarisation de la grille de commande, et, par voie de conséquence, le coefficient d'amplification, μ, et la pente, S, sont déterminées par le type de construction du tube électronique lui-même. Tout ceci est dû au fait que l'espacement entre les spires du fil constituant la grille est uniforme tout au long de celle-ci et que, par suite, en appliquant une tension sur la grille de commande, on obtient le même effet, sur les électrons du courant plaque, tout au long du conducteur constituant la grille.

Une lampe à pente fixe, particulièrement dans le cas de pentodes ou tétrodes ayant un coefficient d'amplification élevé, pose certains problèmes d'utilisation. C'est ainsi que, dans les récepteurs de radio, on se trouve très souvent en présence de signaux de forte amplitude que l'on doit pouvoir amplifier et reproduire avec un minimum de distorsions. On fait alors appel à un type spécial de tube électronique, tétrode ou pentode, appelé **lampe à pente variable**, qui diffère des autres types par la structure spéciale de la grille de commande. En effet, dans ce type de lampe, les conducteurs constituant la grille ne sont pas espacés uniformément; les spires sont plus resserrées aux deux extrémités et plus espacées au centre (**figure 16**). Cette forme spéciale de la grille de commande permet de construire des tubes électroniques n'ayant pas une pente constante; elle varie en fonction de la valeur de la tension de polarisation, de la manière suivante.

Pour de faibles valeurs de la tension de polarisation, la grille de commande fonctionne de la manière habituelle. Mais, lorsque la tension négative de polarisation augmente, l'effet de contrôle des spires serrées, aux deux extrémités, devient prépondérant et le flux électronique s'annule dans ces deux zones. De même, la partie centrale de la grille limite également le flux des électrons, en raison de la polarisation accrue, mais, les spires étant plus espacées, un certain courant continue à passer vers l'écran et la plaque. La réduction du courant électronique se fait donc graduellement. Naturellement, si cela est nécessaire, on peut arriver à une tension négative de polarisation d'une valeur suffisante pour annuler complètement le courant anodique; toutefois, la tension négative nécessaire pour arriver à ce résultat doit être de trois à quatre fois supérieure à celle que l'on devrait appliquer à une lampe à pente fixe fonctionnant dans les mêmes conditions.

La courbe caractéristique, courant plaque — tension grille de commande, d'une lampe à pente variable, type 6SK7, est reproduite sur la **figure 17**, en même temps que la courbe correspondante d'une pentode à pente fixe, type 6SJ7, donnée à titre de comparaison.

Les tétrodes et pentodes à pente variable sont couramment utilisées dans les récepteurs de Radio et elles permettent de contrôler et de stabiliser le niveau des signaux en faisant varier la polarisation de leur grille de commande.

Leçon n° 50

STABILISATEURS DE TENSION

Un stabilisateur de tension est un dispositif qui maintient à une valeur constante la tension fournie par une alimentation, malgré les variations éventuelles de la tension du secteur ou de la charge. Les stabilisateurs, ou régulateurs, électroniques sont généralement utilisés à la sortie d'un redresseur de courant et font partie du circuit d'alimentation proprement dit.

Le stabilisateur par lui-même se comporte comme une résistance variable en série avec la charge et forme avec celle-ci, un diviseur de tension. La première branche de ce diviseur (formée par le stabilisateur) peut varier de manière à maintenir constante la d.d.p. aux bornes de la seconde (la charge). La **figure 1** en donne le schéma de principe: la résistance variable R et la charge constitue le diviseur de tension relié à la sortie du filtre du redresseur. Le courant absorbé par la charge provoque une chute de tension aux bornes de R. Si la tension de sortie, en provenance du filtre, augmente — en raison, soit de l'augmentation de la tension du secteur, soit de l'augmentation de la résistance de charge — la valeur de R doit également augmenter, ce qui entraîne une plus forte chute de tension à ses bornes, pour maintenir constante la tension appliquée à la charge. Réciproquement, R doit diminuer de valeur — pour les mêmes raisons — si la tension ou la charge viennent à diminuer.

En d'autres termes, si la tension mesurée par le voltmètre V augmente de valeur, R doit également devenir plus forte et vice-versa. C'est ce phénomène qui se produit automatiquement dans les systèmes stabilisateurs de tension. On voit donc que ces dispositifs sont essentiellement des répartiteurs de tension, comportant une partie fixe et une partie variable, cette résistance variable pouvant être réalisée de diverses manières, comme nous le verrons par la suite.

Régulateurs de courants Fer-Hydrogène

Un des régulateurs, parmi les plus simples, est constitué par un filament de Fer, enfermé dans une ampoule remplie d'Hydrogène et d'Hélium, c'est le régulateur Fer-Hydrogène.

Le montage de principe est illustré **figure 2**. La résistance du filament de fer dépend de la température à laquelle il est porté, donc de l'intensité du courant; c'est ainsi que si le courant augmente d'intensité, la température du filament devient plus élevée et sa résistance devient plus grande. C'est cette variation de résistance, en fonction de l'intensité, qui permet de maintenir constante la tension aux bornes de la charge. Quand la tension de sortie du redresseur augmente, l'intensité du courant passant dans le circuit augmente également, ce qui a pour effet d'élever la température du filament et, par suite, sa résistance, d'où une chute de tension plus grande à ses bornes. Si la tension d'alimentation devient plus faible, le phénomène inverse se produit. Il en résulte que la tension aux bornes de la charge est maintenue à une valeur constante.

Il convient de noter que ce type de régulateur n'agit pas en cas de variations de la charge elle-même. En effet, si la résistance de charge diminue, tandis que la tension d'alimentation reste la même, le courant passant dans le tube Fer-Hydrogène augmente d'intensité, le filament devient plus résistant et la chute de tension à ses bornes augmente: dans ce cas, la tension appliquée à la charge diminue, au lieu de rester constante.

Bien que ce type de régulateur ait été utilisé parfois comme stabilisateur de **tension**, il est plus généralement employé en série dans le circuit de chauffage des filaments des lampes électroniques, dans le but de maintenir à une valeur constante **l'intensité du courant**, malgré les variations possibles de la tension d'alimentation.

Stabilisateur par tube à gaz

Les tubes à gaz, dont certains types sont appelés tubes au néon, possèdent la propriété d'offrir une résistance infinie au courant (circuit ouvert), tant que la tension appliquée aux électrodes n'atteint pas la valeur critique, dite tension d'ionisation du gaz contenu dans l'ampoule. Dès que cette tension est atteinte, le courant passe à travers le tube, avec une intensité d'autant plus grande que l'ionisation est plus forte.

L'ionisation étant proportionnelle à la tension appliquée, il est évident qu'à toute augmentation de celle-ci correspond une augmentation de l'intensité du courant qui le traverse.

La **figure 3-A** donne le schéma de principe d'un stabilisateur de tension à tube à gaz. Quand la tension appliquée aux électrodes est suffisante pour provoquer l'ionisation du gaz, le tube absorbe un courant d'intensité variable proportionnelle aux variations de tension. Quand le courant est important, l'ionisation est grande et la résistance interne du tube stabilisateur

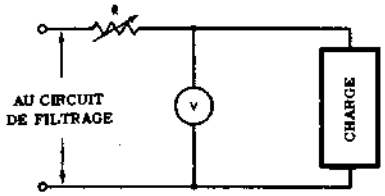


Fig. 1 - La résistance R et la charge forment un diviseur de tension; en faisant varier R, on peut faire en sorte que toutes variations, en plus ou en moins, de la tension de la source soient compensées: la tension indiquée par le voltmètre V est, alors, constante.

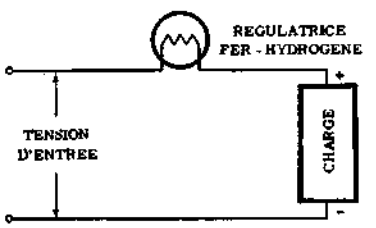
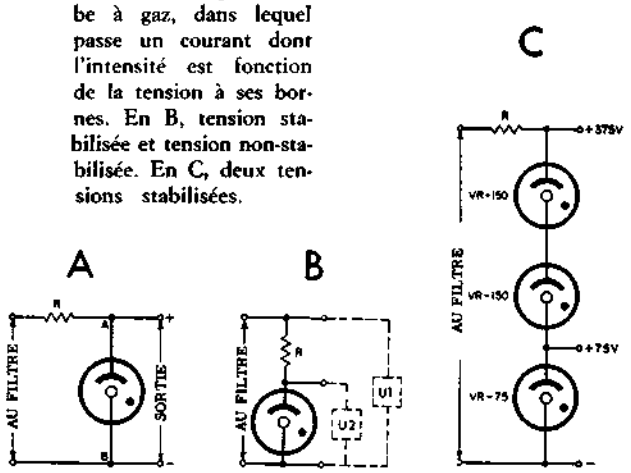


Fig. 2 - La résistance R est remplacée par une régulatrice Fer-Hydrogène dont la résistance est fonction de l'intensité du courant qui la traverse et qui s'oppose donc à toutes les variations de la tension d'entrée.

Fig. 3 - Utilisation de tubes à gaz. En A, tension stabilisée par le tube à gaz, dans lequel passe un courant dont l'intensité est fonction de la tension à ses bornes. En B, tension stabilisée et tension non-stabilisée. En C, deux tensions stabilisées.



est faible. Réciproquement, une diminution du courant entraîne une augmentation de la résistance interne du tube. Le stabilisateur à gaz se comporte donc comme la résistance variable R de la figure 1; la chute de tension IR à ses bornes reste pratiquement constante pour toutes les valeurs de tension permises, c'est-à-dire depuis la tension minimum d'ionisation, jusqu'à la tension maximum de fonctionnement du tube.

On voit, sur le schéma de la figure 3-A, que le courant total du circuit (aussi bien celui absorbé par la charge, que celui passant dans le tube) traverse la résistance R; si la tension d'alimentation diminue de valeur, la tension aux bornes du tube stabilisateur diminue également entraînant une diminution de l'ionisation d'où augmentation de sa résistance interne et, en conséquence, diminution de l'intensité du courant absorbé par le tube. Le courant total passant dans R diminue d'intensité, la chute de tension dans cette résistance devient moins grande, tandis que celle aux bornes du tube garde une valeur constante. On peut facilement en déduire que, grâce à la compensation fournie par le tube stabilisateur, la tension de sortie reste constante malgré les variations possibles soit de la charge, soit de la tension de l'alimentation.

Les tubes à gaz des types VR75, VR105, VR150, etc... contiennent des gaz différents et fonctionnent sous des tensions variées; les lettres VR (« voltage regulator ») précisent la fonction de la lampe qui, consiste à « réguler » (à stabiliser) la tension, tandis que le nombre placé à la suite donne la tension de service maximum à ne pas dépasser.

Dans la figure 3-B, U_1 représente la tension de sortie du redresseur, non stabilisée, et U_2 une tension (plus faible) stabilisée par le tube. La figure 3-C schématise un montage comportant trois tubes au néon montés en série, permettant d'obtenir des tensions stabilisées de valeurs différentes.

Stabilisateur à tube électroniques

Un tube électronique, une triode par exemple, peut être considéré comme une résistance variable. Quand il laisse passer le courant, sa résistance peut être exprimée par le rapport entre la tension, ou d.d.p., entre cathode et plaque et le courant anodique: ce courant a une intensité proportionnelle à la résistance interne du tube. Pour toute tension anodique donnée, la résistance interne dépend du courant anodique, lequel dépend, à son tour, de la tension appliquée à la troisième électrode, c'est-à-dire à la grille de commande, dont le rôle consiste à contrôler le courant électronique passant à travers ses mailles.

La résistance variable R de la figure 1 peut être remplacée par le tube électronique de la **figure 4**. Dans ce cas, la valeur de la résistance effective de V_1 dépend de la polarisation de sa grille. Quand la tension de sortie est appliquée à la charge, la cathode de la lampe est positive par rapport à la masse, la différence de potentiel étant égale à E_1, et la grille est polarisée au moyen de la résistance variable R_2 de telle sorte que le courant ait l'intensité désirée. Ce réglage permet donc de maintenir la tension appliquée à la charge à une valeur déterminée. Etant donné que la cathode du tube est portée à un potentiel positif, la grille doit recevoir un potentiel légèrement inférieur; dans ces conditions, la grille, étant négative par rapport à la cathode, peut contrôler l'émission électronique en repoussant une partie plus ou moins importante des électrons émis par la cathode.

Si la tension d'entrée fournie par l'alimentation augmente, la tension de la cathode tend également à augmenter, tandis que la tension de polarisation fournie par une pile demeure constante. Il s'ensuit une augmentation de la polarisation de la grille par rapport à la cathode: le courant diminue et la résistance interne du tube augmente, provoquant une chute de tension plus forte entre cathode et plaque, et la tension de sortie reste constante.

Si le montage est correctement réalisé, la compensation est telle qu'elle annule ou, tout au moins, rend négligeable, les éventuelles variations de la tension d'entrée ou de la résistance de charge. En fait, si cette dernière vient à diminuer de valeur, entraînant une augmentation de l'intensité du courant absorbé, la tension de sortie tend également à diminuer.

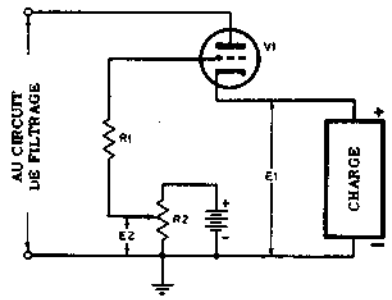


Fig. 4 - La résistance R de la figure 1 peut être remplacée par une lampe dont la résistance plaque-cathode dépend de la tension de polarisation de grille.

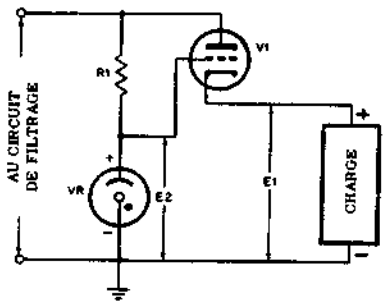


Fig. 5 - Pour maintenir le potentiel de grille à une valeur constante, tout en supprimant la pile de la figure précédente, on peut employer un tube à gaz.

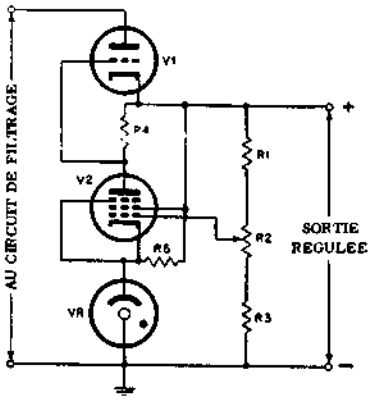


Fig. 6 - Dispositif de stabilisation perfectionné.

Cela produit une diminution de la tension de cathode, ce qui a pour effet de réduire la polarisation de grille: la résistance interne devient plus faible et la tension de sortie augmente, compensant ainsi la réduction de la tension initiale.

La résistance R_1 limite le courant grille quand la haute tension d'entrée vient à être interrompue; dans ce cas, en effet, la grille, polarisée par la pile, devient positive par rapport à la cathode et tous les électrons émis par cette dernière sont attirés par la grille (la plaque n'étant plus alimentée) ce qui aurait pour effet, en cas de non limitation du courant, de détériorer le tube. La pile peut être remplacée par un tube à gaz (tube au néon, par exemple) suivant le schéma de la **figure 5**, qui a pour effet de maintenir la grille de commande à un potentiel constant. Le fonctionnement est le même que celui du montage précédent (figure 4), la tension de grille étant maintenue à une valeur constante, égale à la chute de tension aux bornes de VR.

Stabilisateur de tension perfectionné

Le montage de la **figure 6** constitue un perfectionnement des circuits déjà étudiés. Il permet d'obtenir une stabilisation presque parfaite, grâce à la forte amplification fournie par la pentode V_2, laquelle augmente la sensibilité de l'ensemble pour les faibles variations de tension. La tension stabilisée est ainsi pratiquement indépendante des variations de la tension d'entrée et de la résistance de charge.

La tension de sortie est recueillie aux bornes de l'ensemble série formé par les résistances R_1, R_2 et R_3. Celles-ci forment une partie d'un diviseur de tension dont l'autre partie est constituée par la résistance interne (entre anode et cathode) de V_1, à travers laquelle passe tout le courant. Tous les autres éléments du montage ont pour fonction de contrôler la résistance interne de V_1 afin de maintenir constante la tension de sortie.

La tension présente sur la cathode de V_1 est appliquée à la plaque de la pentode V_2 à travers R_4. La cathode de V_2 est maintenue à un potentiel positif constant par le tube au néon VR. L'intensité du courant passant dans R_4, et la chute de tension à ses bornes, sont déterminées par la valeur de la polarisation de la grille de commande de V_2. Cette tension est obtenue au moyen du diviseur R_1, R_2, R_3 et sa valeur convenable peut être ajustée au moyen du potentiomètre R_2. Ce dernier est réglé de telle sorte que la polarisation appliquée à la grille de V_2 permette le passage, à travers la lampe, de l'intensité de courant requise. R_4 est relié entre la grille et la cathode de V_1; le courant qui y passe développe une chute de tension constituant la polarisation de V_1. En conséquence, la position du curseur de R_2 commande l'intensité du courant passant dans cette lampe et agit sur sa résistance interne pour régler la tension de sortie à la valeur désirée.

Si la tension appliquée à la charge tend à augmenter — à la suite, soit d'une augmentation de la tension d'entrée, soit d'une augmentation de la résistance de charge —, la polarisation de la grille de V_2 diminue. Dans ce cas — en effet — la tension aux bornes de R_2 devient plus positive alors que le potentiel de la cathode de V_2 reste pratiquement constant grâce à l'action du tube stabilisateur VR. Dans ces conditions, V_2 laisse passer un courant de plus forte intensité qui, traversant R_4 détermine, à ses bornes, une chute de tension plus importante. Or c'est cette chute de tension (aux bornes de R_4), qui, nous l'avons vu, constitue la polarisation de V_1; il en résulte que ce tube, plus fortement polarisé, voit son courant anodique diminuer, sa résistance interne augmenter; la chute de tension entre plaque et cathode augmente. La tension appliquée à la charge reste constante.

Le phénomène inverse se produit, évidemment, en cas de diminution de la tension d'entrée ou de la résistance de la charge.

La plaque de la lampe au néon (VR) est reliée au pôle positif de la sortie régulée à travers R_5. Cette liaison est nécessaire pour obtenir l'ionisation du tube dès que la tension est appliquée à l'entrée du stabilisateur. R_5 fixe la tension d'amorçage du tube VR, et, de plus, limite l'intensité du courant qui le traverse.

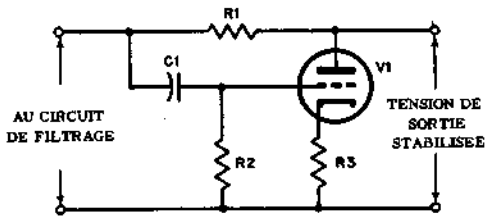


Fig. 7 - Schéma de principe d'un régulateur électronique. La triode, en parallèle sur la sortie, dissipe un courant dont l'intensité est fonction de la polarisation de sa grille; celle-ci est soumise aux fluctuations rapides de la tension d'entrée et la lampe en compense les effets.

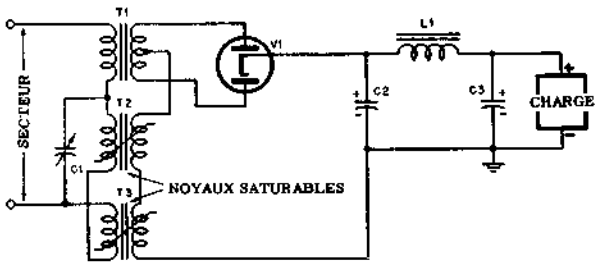


Fig. 8 - Régulation de la tension au moyen des transformateurs (T_2 et T_3) à fer saturé. Ils agissent sur la tension appliquée au primaire du transformateur T_1 qui est le transformateur d'alimentation normal.

Etant donné que la totalité du courant absorbé par la charge doit passer dans V_1, ce tube doit pouvoir tolérer une intensité anodique élevée. Il peut arriver d'ailleurs que, dans certains cas, une seule lampe soit insuffisante; on doit alors monter deux ou plusieurs tubes semblables en parallèle.

REGULATEURS DE TENSION

Malgré l'analogie entre les deux dispositifs, le régulateur de tension remplit une fonction légèrement différente de celle dévolue au stabilisateur de tension. En fait, le régulateur ne contrôle pas la tension de sortie, mais il supprime la composante alternative ou les fluctuations qui peuvent se superposer à la tension continue délivrée par l'alimentation.

Le schéma de la **figure 7** montre le montage de principe d'un régulateur à lampe. Le courant total provenant du filtre passe dans la résistance R_1. Le tube électronique est branché en parallèle sur la sortie et absorbe un courant dont l'intensité dépend de la valeur de R_1. La chute de tension aux bornes de cette résistance fournit la polarisation de la grille de commande et fixe — en conséquence — le point de fonctionnement du tube. Toute composante alternative présente aux bornes du circuit passe — nous le savons — par le chemin présentant la plus faible impédance, constitué dans ce cas par C_1, et la lampe n'est pas influencée par elle. Par contre, les variations rapides et les transitoires atteignent la grille de V_1 et agissent de telle sorte que ce tube débite un courant plus fort. Celui-ci augmente la chute de tension aux bornes de la résistance R_1 ce qui neutralise la surtension provoquée par la fluctuation qui se superpose au courant continu. Dans un tel cas, la tension de sortie garde une valeur relativement constante.

Un processus analogue — mais en sens inverse — se produit lorsque la polarité de la tension transitoire est négative. La chute de tension aux bornes de R_1 diminue alors, et la tension de sortie reste constante.

Régulateurs à fer saturé

Quand un courant parcourant une inductance ou un transformateur augmente d'intensité, l'intensité du champ magnétique augmente également, jusqu'à un point critique qu'il ne peut dépasser en raison de la perméabilité limitée du noyau. A ce point, se produit la « saturation » du noyau et le champ magnétique garde une intensité constante. Une augmentation ultérieure de l'intensité du courant traversant l'enroulement à un effet minime, le noyau étant saturé, et l'impédance de la bobine faible. Ce phénomène de saturation, que nous avons étudié en son temps, peut être mis à profit pour réaliser un régulateur de tension.

La **figure 8** représente un des circuits, parmi les plus simples, permettant d'obtenir une tension régulée au moyen d'un transformateur à fer saturé. Le transformateur d'alimentation est désigné par T_1; les transformateurs T_2 et T_3 sont, par contre, les transformateurs régulateurs à fer saturé. Aux bornes des primaires de T_2 et de T_3 est branchée une capacité variable C_1, qui forme un circuit accordé. Ce circuit accordé est branché en série avec le primaire du transformateur d'alimentation T_1, et l'ensemble se trouve être relié au réseau alternatif. De ce fait, seule une partie de la tension du réseau est appliquée aux bornes de T_1, tandis que l'autre partie se présente sous forme d'une chute de tension aux bornes du circuit accordé. Les primaires de T_2 et de T_3 sont reliés entre eux de telle sorte que les tensions étant reliées en série dans le sens convenable, la tension « somme » est nulle. Ceci a pour but d'éviter l'introduire dans le transformateur d'alimentation des variations de courant alternatif. Le secondaire de T_1 comporte une prise médiane (pour le redressement des deux alternances) qui est reliée aux secondaires de T_2 et de T_3.

Ce circuit permet d'éviter toute diminution de la tension continue de sortie qui pourrait survenir par suite d'une augmentation du débit dans la charge. En effet, les secondaires de T_2 et de T_3 étant reliés en série avec la charge, toute augmentation du débit dans celle-ci correspond à une augmentation de l'intensité du courant passant dans les secondaires eux-mêmes. Cette surintensité amène les noyaux des transformateurs au point de saturation, ce qui a pour effet de diminuer la réactance inductive des primaires. Etant

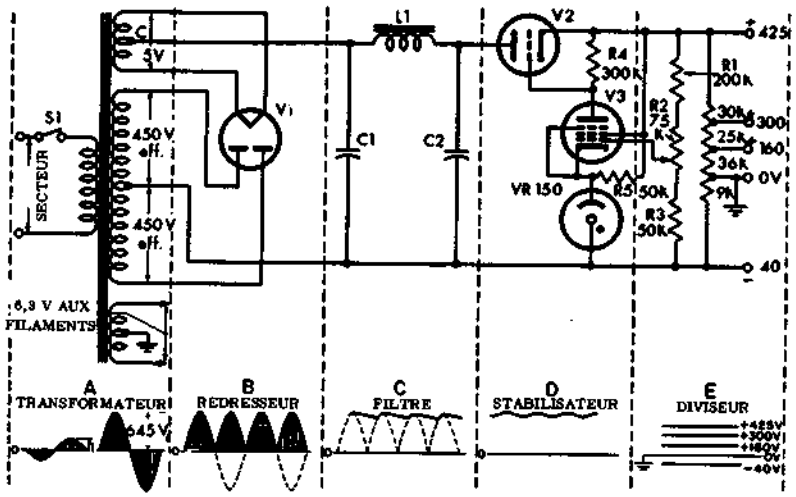


Fig. 9 - Alimentation complète avec tensions de sortie régulées et stabilisées. Le circuit stabilisateur est identique à celui de la figure 6. Dans le bas de la figure sont représentées les formes d'ondes des tensions dans les diverses sections. Une alimentation de ce type, mais plus complète, est décrite dans une prochaine leçon.

donné que la réactance inductive est directement proportionnelle à l'inductance, la self-induction du circuit accordé diminue et sa fréquence de résonance devient plus élevée. Cette augmentation a pour résultat pratique de diminuer l'impédance du circuit accordé. Il s'ensuit que la chute de tension aux bornes du circuit accordé devient moins forte et qu'une tension plus grande est appliquée au primaire de T_1. L'alimentation fournit donc une tension plus élevée qui compense la chute de tension provoquée par l'augmentation du débit dans la charge. En faisant varier la tension au primaire du transformateur T_1, et, du même coup, la tension continue redressée; c'est ainsi que la tension de sortie peut être ajustée à la valeur désirée en faisant C_1 variable.

REGULATION PAR AUTO-TRANSFORMATEUR

En disposant un auto-transformateur à l'entrée d'une alimentation, on a la possibilité de régler la tension appliquée à une valeur inférieure ou supérieure, selon les besoins. Naturellement, pour pouvoir compenser même de légères variations, l'autotransformateur doit être conçu pour pouvoir être manoeuvré commodément par l'opérateur (en effet, le fonctionnement n'est pas automatique, mais manuel).

Des dispositifs de ce genre se trouvent couramment dans le commerce (même pour des puissances supérieures au kilowatt) et nous citerons particulièrement les modèles à variation continue du type « Variac ». Ceux-ci comportent un curseur, solidaire d'un volant de commande, qui, en frottant sur les spires du transformateur, permet une variation continue de la tension, depuis zéro jusqu'au maximum prévu pour le type déterminé.

Une variante, plus économique, du système cité ci-dessus, est constituée par un autotransformateur comportant de nombreuses prises intermédiaires; le fonctionnement est identique, mais la variation n'est pas continue, elle se fait par bonds. Chaque prise est reliée à un plot d'un contacteur, et un curseur solidaire du bouton de commande permet de choisir la prise désirée.

Si la tension alternative, appliquée au primaire du transformateur d'alimentation de l'appareil qui doit être alimenté sous une tension constante, vient à diminuer ou à augmenter, (ce que l'on constate au moyen d'un voltmètre branché sur le primaire), l'autotransformateur peut être réglé pour augmenter, ou diminuer, cette tension et la ramener à la valeur requise.

On trouve également certains modèles spéciaux dans lesquels les communications nécessaires se font automatiquement au moyen de dispositifs électro-mécaniques (relais) qui, étant, convenablement calibrés, effectuent les communications nécessaires sans aucune intervention de la part de l'opérateur.

ALIMENTATION STABILISEE

La **figure 9** illustre le circuit d'une alimentation fournissant une tension anodique (et diverses tensions intermédiaires) régulée et stabilisée. Elle comprend un redresseur à deux alternances, un filtre, un circuit électronique de stabilisation et un diviseur de tension. Cet ensemble est classique et, s'il est nécessaire de prévoir un filtrage plus poussé, il est possible d'ajouter d'autres cellules de filtrage après C2. Les valeurs des composants du filtre peuvent différer de celles indiquées sur le schéma sans altérer en aucune façon le fonctionnement du circuit.

Revenons à la figure 9: nous voyons que le primaire du transformateur est alimenté à la tension du réseau électrique. Ce transformateur comporte trois secondaires, dont deux à basse tension (pour le chauffage du filament de la valve redresseuse et pour le chauffage des filaments des autres tubes électroniques incorporés à l'appareil à alimenter) et un à haute tension. Ce dernier fournit une tension de 1 200 volts (crête) correspondant à une tension efficace de 900 volts. La prise médiane divise la haute tension en deux parties, de 450 volts efficaces chacune. Cette prise médiane constitue le pôle négatif de la tension redressée par la valve V_1. Le pôle positif, par contre, est la prise médiane de l'enroulement de chauffage de V_1. Celle-ci agit de telle sorte que le courant passant dans

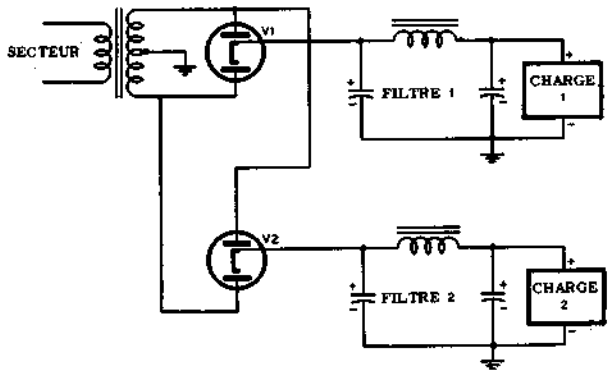


Fig. 10 - Deux alimentations séparées peuvent être réalisées avec un seul transformateur.

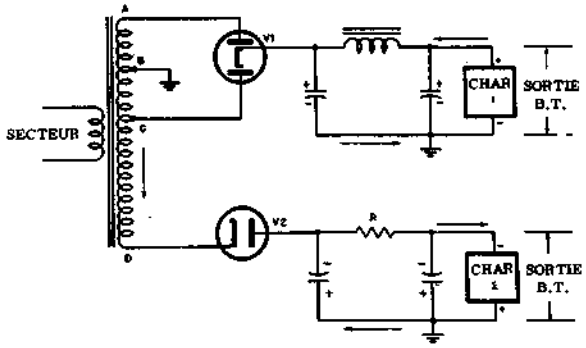


Fig. 11 - Autre montage d'alimentations séparées avec transformateur commun.

les deux sections de la double diode se divise en parts égales entre les deux moitiés du filament.

Le fonctionnement est le suivant: lorsque l'interrupteur S_1 est fermé, la tension du réseau est appliquée au primaire du transformateur (voir la forme d'onde représentée en **A**), au secondaire haute tension, on recueille une tension alternative plus élevée (amplitude plus grande). Cette tension est appliquée aux plaques de la valve redresseuse et nous ne nous étendrons pas sur le fonctionnement de celle-ci que nous avons longuement étudié dans les chapitres précédents et que nos lecteurs connaissent bien. A la sortie de cet étage (c'est-à-dire aux bornes de C_3), nous trouvons une tension continue redressée (ondulée) comme illustré en **B**. Cette tension est appliquée à un filtre, constitué par C1, L1, et C2, qui transforme la tension redressée en une tension continue légèrement ondulée (courbe **C**). La charge et la décharge des condensateurs a pour effet — nous le savons — de niveler la tension et le rôle de L1 à été expliqué plus haut. Le circuit stabilisateur de tension a pour effet de maintenir à une valeur constante, malgré les variations de la tension du secteur ou de l'intensité du courant absorbé par la charge, la tension de sortie. La triode V_2 est en série avec le circuit de sortie; la résistance R_4, la pentode V_3 et le tube au néon VR150 sont reliés en série entre eux; VR a pour effet de maintenir la cathode de V_3 à un potentiel constant par rapport à la masse. La position du curseur du potentiomètre R_2 fixe la polarisation de V_2 et, par suite, sa résistance interne.

Ce circuit stabilisateur a pour effet de maintenir une tension constante, de valeur déterminée, aux bornes du diviseur de tension.

En effet, lorsque la charge absorbe une intensité plus forte, la tension fournie par l'alimentation tend à diminuer. De ce fait, la polarisation négative de la grille de commande de V_3 augmente et, en conséquence, l'intensité de son courant anodique diminue. Cette diminution du courant passant dans R_4 réduit à son tour la polarisation de la grille de V_2 et — en définitive — entraîne une diminution de sa résistance interne. La chute de tension aux bornes de ce tube devient moins grande et la tension de sortie augmente.

Si le circuit est convenablement calculé, la diminution de la chute de tension dans V_2 est suffisante pour compenser la réduction de la tension de sortie et la tension disponible aux bornes de la charge demeure constante. Une action identique, mais en sens contraire, se produit lorsque la tension augmente. La forme d'onde du courant traversant le stabilisateur est représentée en **D**.

Le diviseur de tension, constitué par les résistances branchées aux bornes de sortie de l'alimentation, remplit trois fonctions. Tout d'abord, il constitue un dispositif de sécurité dont le rôle est de décharger les condensateurs lorsque le courant d'alimentation est coupé. Il fonctionne également comme résistance de charge ayant pour effet de protéger les composants de l'alimentation en l'absence de charge proprement dite, et contribue de ce fait à la régulation de la tension de sortie. Enfin, en tant que diviseur de tension, il permet de disposer à ses diverses prises de tensions de différentes valeurs. Le diviseur de tension peut être relié à la masse, par son extrémité inférieure ou en tout autre point de sa chaîne; dans ce dernier cas, on pourra disposer d'une ou de plusieurs tensions négatives par rapport à la masse. Comme le montre la figure 9, trois tensions positives (160,300 et 425 volts) et une tension négative (—40 volts) sont fournies par cette alimentation stabilisée.

Alimentations combinées

Plusieurs alimentations, fonctionnant à partir d'un transformateur unique mais indépendantes les unes des autres, peuvent être réunies en un même ensemble. Des alimentations de ce genre sont employées dans certains cas où, pour satisfaire à des impératifs techniques, des sources indépendantes de tensions sont nécessaires. Les tensions de sortie peuvent être de même polarité, ou de polarités opposées. Les tensions four-

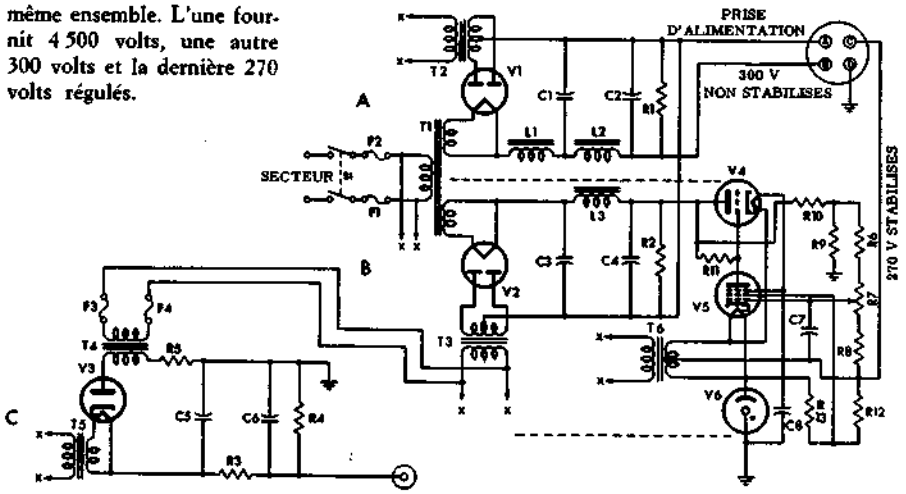


Fig. 12 - Trois alimentations séparées réunies dans un même ensemble. L'une fournit 4 500 volts, une autre 300 volts et la dernière 270 volts régulés.

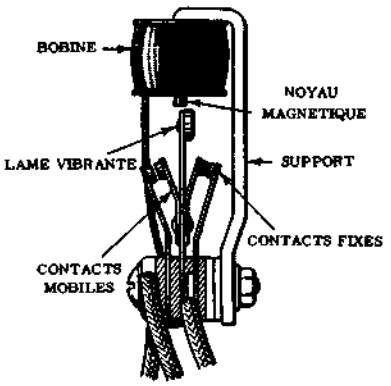


Fig. 13 - Vibreur électro-magnétique; constitution et détail des divers éléments.

nies peuvent être égales ou différentes entre elles. A l'exception du transformateur d'alimentation, il est évidemment nécessaire de prévoir des éléments distincts pour les circuits de redressement et de filtrage. Il est enfin, possible d'employer un transformateur standard, toutefois ce dernier devra être susceptible de satisfaire aux exigences des différents circuits d'utilisation.

Généralement dans ce cas, le transformateur comporte soit des enroulements séparés (pour le chauffage des filaments des valves), soit des prises sur le secondaire haute tension, suivant les besoins.

La **figure 10** donne le schéma d'une combinaison de deux alimentations séparées, à partir d'un même transformateur. La prise médiane du secondaire haute tension permet le redressement des deux alternances. Les tensions redressées, recueillies sur les cathodes des deux valves, sont transmises à des circuits de filtrage distincts, de caractéristiques différentes (si besoin est). Ces deux tensions sont de même polarité (positive) par rapport à la masse et sont sensiblement égales entre-elles. Les deux valves ayant leurs plaques branchées en parallèle ont un fonctionnement identique.

Un second exemple, parmi les combinaisons possibles, est fourni par la **figure 11**. Dans ce montage, V_1 fournit à la charge « 1 » une tension positive, par rapport à la masse qui est constituée par la prise médiane (point B) de l'enroulement AC du transformateur. L'autre section, de cette double alimentation, fournit à la charge « 2 » une Haute Tension négative par rapport à la masse. Le secondaire du transformateur d'alimentation comporte un seul enroulement à prises multiples. La prise B est commune aux deux circuits et est reliée à la masse. Elle constitue le pôle négatif pour la tension la plus faible et le pôle positif pour la tension la plus élevée. A et C — toujours sur le même enroulement — sont reliées aux plaques de la valve redresseuse V_1 et fournissent les deux tensions de phases opposées nécessaires au redressement des deux alternances.

La partie du secondaire, comportant les trois prises A, B et C, fonctionne à la manière du secondaire d'un transformateur classique, à prise médiane, que nous avons rencontré dans les redresseurs habituels.

Si nous considérons, maintenant, l'autre section du transformateur, nous remarquons qu'il existe une tension entre les points B et D. L'amplitude de cette tension est fonction du rapport entre les spires du primaire et celles du secondaire. Cet enroulement fournit une tension plus élevée à la valve V_2, qui est absolument indépendante de celle fournie à V_1. Le fait que le point B soit commun, et négatif pour la tension la plus basse, n'a aucun effet sur la polarité de la tension fournie par l'autre section. En fait, le point B étant relié à la masse peut avoir n'importe quelle polarité.

La partie de l'enroulement compris entre B et D fournit à la valve V_2 la tension à redresser et celle-ci, étant monoplaque, ne redresse qu'une seule alternance du courant alternatif. La cellule de filtrage, formée par la résistance R et les deux condensateurs, dont les pôles positifs sont reliés à la masse, nivelle la tension destinée à la charge « 2 ».

C'est ainsi que les deux alimentations fonctionnent indépendemment l'une de l'autre et permettent de disposer de deux tensions de valeurs et de polarités différentes. Les tensions, nous le savons, dépendent du rapport des spires primaires et secondaires; la polarité, par contre, dépend uniquement du montage employé. En effet, si, par exemple, la valve V_2 était inversée, c'est-à-dire si sa plaque était reliée au point D et sa cathode au premier condensateur de la cellule filtre, la polarité de la tension appliquée à la charge « 2 » serait renversée; en d'autres termes, le point B serait également négatif pour la tension la plus élevée. Il conviendrait, alors, d'inverser également le sens de branchement des condensateurs du filtre.

Utilisation des alimentations combinées

La possibilité qui nous est donnée de combiner plusieurs circuits d'alimentation, permet de réaliser divers types d'alimentations plus ou moins complexes.

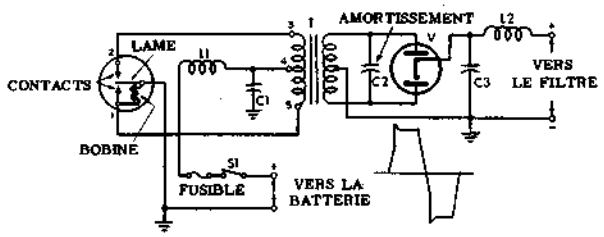


Fig. 14 - Alimentation utilisant un vibreur qui transforme le courant continu d'une batterie à basse tension en un courant alternatif dont la tension est élevée au moyen du transformateur T et redressée par la valve V. On obtient, à la sortie, une haute tension continue.

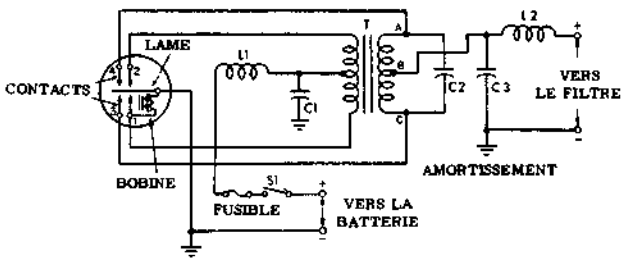


Fig. 15 - On peut obtenir les mêmes résultats (que ceux de la figure précédente) au moyen du montage ci-dessus. Comme on le voit, la valve a été remplacée par une paire de contacts (3 et 4) ajoutés au vibreur.

La **figure 12** donne, justement, le schéma d'une alimentation permettant de faire fonctionner trois circuits sous des tensions différentes. Les tensions fournies (toutes positives par rapport à la masse) sont, respectivement: 300 volts non-régulés, 270 volts régulés et 4 500 volts non-régulés. Les deux tensions, 300 et 270 volts, fournissent les tensions de plaque et d'écran à tous les étages amplificateurs de l'appareil à alimenter.

La tension d'alimentation à appliquer à un étage amplificateur donné, dépend de la nature de cet étage et de sa fonction. Si sa tension doit être maintenue à une valeur constante, on utilisera la tension de 270 volts; dans le cas contraire on disposera de la tension de 300 volts. La haute tension de 4 500 volts pourra être employée (par exemple) pour l'alimentation d'un tube à rayons cathodiques.

En fermant l'interrupteur S_1, la tension du réseau est appliquée au primaire du transformateur. Les fusibles de 5 ampères, F_1 et F_2, sont placés en série avec l'enroulement primaire de T_1 et protègent le circuit d'alimentation. D'autres fusibles, prévus pour une intensité de 0.5 ampère, F_3 et F_4, protègent le primaire de T_4.

La tension positive de 300 volts, non-régulée, est fournie par la section A du circuit de la figure 12, comprenant un redresseur classique à deux alternances et une double cellule de filtrage du type LC. La tension de chauffage de la valve V_1 est obtenue à partir d'un secondaire de T_1. La tension de sortie après le filtre formé par L_1, C_1, L_2 et C_2, est continue et ne comporte qu'une très faible ondulation. Pour décharger complètement les condensateurs, lorsque le courant du secteur est coupé, une résistance R_1 est placée en parallèle sur les bornes de sortie. Cette tension de 300 volts est disponible aux broches A et B de la prise d'alimentation.

La tension stabilisée, d'une valeur de 270 volts, est fournie par la section B du circuit. La première partie de ce dernier est également constituée par un redresseur classique, des deux alternances, suivi d'un filtre en « π » formé par C_3, L_3 et C_4. La tension de chauffage du filament de la valve V_2 est obtenue à partir d'un autre secondaire (distinct du premier de T_1).

La seconde partie de cette section comprend les trois tubes électroniques V_4, V_5 et V_6 constituant le stabilisateur de tension. Si la tension de sortie (disponible sur la broche C de la prise d'alimentation) tend à diminuer, la tension de polarisation de V_5 devient plus négative, ce tube débite moins et sa tension plaque augmente (par suite d'une chute de tension plus faible dans la résistance R_{11}). La grille de V_4 devient donc moins négative la résistance interne du tube diminue, son débit augmente, et la chute de tension à ses bornes, c'est-à-dire entre plaque et cathode, devient moins importante. Cela a pour effet de compenser la diminution initiale de la tension.

Comme nous l'avons vu en étudiant les divers circuits, au début de cette leçon, si la tension de sortie tend à augmenter, le processus est le même, mais les phénomènes décrits se produisent en sens opposé. C'est ainsi que l'augmentation de la chute de tension entre la cathode et la plaque de V_4 a pour résultat de maintenir la tension de sortie à une valeur constante.

La cathode de V_5 doit être portée à un potentiel fixe, de telle sorte que seules les variations de la tension de sa grille de commande produisent une augmentation, ou une diminution, de son courant anodique. Cette tension de cathode est maintenue à une valeur constante par le tube au néon V_6.

Le condensateur C_8 présente une faible impédance aux rapides fluctuations de la tension de sortie et empêche qu'elles n'atteignent la cathode de V_5. R_7 est une résistance variable permettant de régler la tension de sortie à 270 volts, dans les conditions normales de charge. La résistance R_{10} compense en partie, les variations de la tension du réseau électrique en transmettant une fraction de ces variations, présentes à la sortie du filtre, à la grille de V_5.

C_7 a pour fonction de rendre le tube V_5 sensible aux fluctuations rapides de la tension redressée, en renvoyant celles-ci sur sa grille de commande.

Enfin, la section C du circuit, comportant la re-

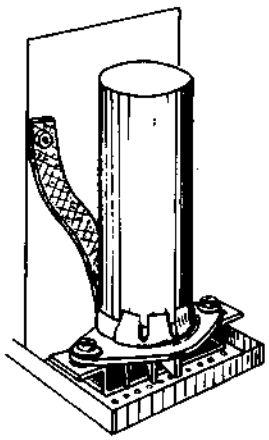


Fig. 15 bis - Les vibrateurs quel qu'en soit le type, sont habituellement enfermés dans une enveloppe métallique revêtue intérieurement de caoutchouc pour amortir les vibrations. Comme illustré dans la figure, il est muni d'une broche pour le branchement sur un support, comme pour les valves.

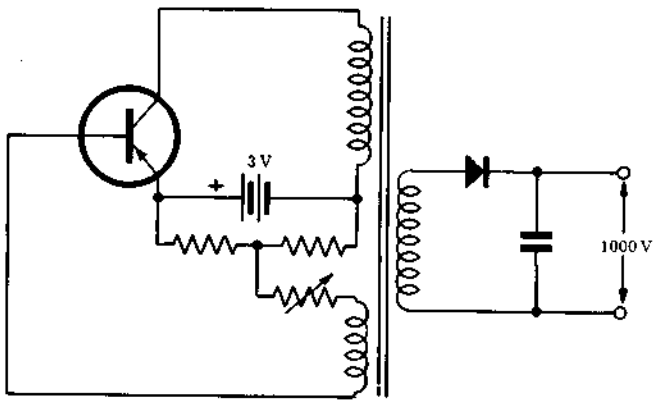


Fig. 16 - Schéma électrique de principe du convertisseur statique c.c./c.a. équipé d'un seul transistor. Ce type de circuit est généralement réservé aux faibles puissances et fonctionne essentiellement comme un générateur à ondes rectangulaires appliquées au transformateur.

dresseuse demi-onde V_3 et le filtre C_5, R_3, C_6, fournit une tension de 4 500 volts, non-régulée, disponible sur une prise spéciale. R_4 a pour fonction d'assurer la décharge des condensateurs quand le dispositif est arrêté et R_5 limite l'intensité du courant passant dans la valve lors de la mise en route de l'ensemble.

Alimentations à vibreurs

Un vibreur est un dispositif électro-mécanique dont la fonction est de convertir un courant continu en courant pulsé, dont la tension peut être élevée au moyen d'un transformateur. Il est ainsi possible d'obtenir, à partir d'une batterie d'accumulateurs une tension notablement plus élevée, nécessaire à l'alimentation des plaques et des écrans des tubes électroniques employés dans les appareils portatifs ou mobiles.

Un vibreur est essentiellement constitué par une bobine enroulée sur un noyau magnétique et par un équipage mobile qui se déplace rapidement sous l'effet du champ magnétique produit par la bobine elle-même. La **figure 13** en montre un type courant. On peut y voir la lame vibrante qui, attirée par le noyau de l'électro-aimant, ferme le contact de gauche en ouvrant dans le même temps le contact de droite. Cela a pour effet de couper le courant d'excitation de la bobine et, de ce fait la lame vibrante n'étant plus attirée, retourne dans sa position initiale. Le courant d'excitation se trouve alors rétabli et le cycle se répète.

Les vibreurs peuvent être de deux types: le premier est dit « asynchrone » et fonctionne simplement à la manière d'un interrupteur, en interrompant le courant à une fréquence déterminée par les caractéristiques de la lame vibrante. Dans ce cas, les ouvertures et les fermetures successives d'une des paires de contacts produisent un courant pulsé à partir de la tension continue fournie par la batterie. La tension de ce courant pulsé peut être élevée par un transformateur approprié et, ensuite, redressée par un circuit classique, comme le montre le schéma de la **figure 4**. Le second type est dit « synchrone » parce qu'il est équipé d'une seconde paire de contacts au moyen desquels on redresse directement le courant pulsé, suivant le schéma de la **figure 15**.

Les vibreurs, quel qu'en soit le type, sont enfermés dans un boîtier revêtu intérieurement de caoutchouc pour atténuer les vibrations et le bruit. Ce boîtier comporte un socle à broches permettant de placer le vibreur dans un support, tout comme une lampe, ce qui facilite son remplacement éventuel en cas de panne.

Dans le circuit de la figure 14, on notera qu'un courant pulsé, produit par le vibreur, passe dans le primaire du transformateur T. Aux bornes du secondaire on recueille une tension alternative, dont la forme d'onde est illustrée sous le schéma, laquelle est ensuite redressée par la valve V et filtrée par C3, L2 et, généralement par un autre circuit de filtrage du type habituel.

Dans le montage de la figure 15, la paire de contacts 1 et 2 a la même fonction que celle de l'exemple précédent. En outre, la paire de contacts 3 et 4, (vibrant en synchronisme avec l'autre), sert au redressement du courant pulsé. C'est ainsi que la tension aux bornes du secondaire de T n'est pas prélevée en entier, mais au contraire alternativement entre la prise médiane B et une des deux extrémités A et C. Il s'ensuit que la prise médiane constitue le pôle positif du courant redressé, tandis que le pôle négatif est la masse, ce qui rend inutile tout redressement par valve.

Dans les deux cas, le condensateur C2 a pour fonction de supprimer les transitoires produites par les étincelles au moment de l'ouverture des contacts, et d'éviter ainsi la production de parasites dans les appareils alimentés. De toute évidence, les vibreurs sont uniquement utilisés pour produire la haute tension nécessaire à l'alimentation des plaques et des écrans des tubes électroniques, la tension de chauffage des filaments de ces tubes étant fournie directement par la batterie d'accumulateurs. Un exemple typique d'utilisation des vibreurs nous est donné dans les appareils récepteurs de Radio installés sur les automobiles ou sur tous les autres mobiles pourvus d'une source d'alimentation en courant continu à basse tension (accumulateurs).

Leçon n° 51

SYMBOLES - ABREVIATIONS

G_1 = Première grille ou grille de commande

G_2 = Deuxième grille ou grille-écran ou, plus simplement, « écran »

G_3 = Troisième grille, ou grille de suppression ou « suppressor »

G_c = Grille de commande

G_e = Grille-écran

E_{g1} = Tension de la grille de commande

E_{g2} = Tension de grille-écran

E_{g3} = Tension de la grille de suppression

I_{g1} = Courant de la grille commande

I_{g2} = Courant de la grille-écran

I_{g3} = Courant de la grille de suppression

E_f = Tension filament

I_k = Courant cathodique

I_f = Courant du filament

R_k = Résistance cathodique

FORMULES

$I_k = I_p + I_{g2}$

$R_k = E_b : (I_p + {}_{g2})$

SYMBOLES SCHEMATIQUES


= Tétrode à chauffage direct


= Tétrode à chauffage indirect


= Pentode à chauffage direct


= Pentode à chauffage indirect, avec G_3 accessible

= Pentode à chauffage indirect, avec G_3 reliée intérieurement à la cathode


= Pentode à faisceaux dirigés


= Lampe régulatrice à Fer-Hydrogène


= Tube au néon


= Tube au néon

QUESTIONS sur les LEÇONS N^{os} 49 et 50

N. 1 — Quel est le rôle de la grille-écran dans une tétrode ou une pentode ?

N. 2 — Quel est le rôle de la troisième grille d'une pentode ? Comment l'appelle-t-on ?

N. 3 — A quoi l'intensité du courant cathodique dans les pentodes ou les tétrodes est-elle égale ?

N. 4 — Pour quelles raison une pentode peut-elle procurer une plus forte amplification qu'une triode ?

N. 4 — Pour quelle raison l'allure de la courbe caractéristique statique d'une lampe est-elle différente de celle de la courbe dynamique ?

N. 6 — Pour quelle raison doit-on employer un condensateur de découplage pour la tension d'écran ?

N. 7 — Qu'entend-on par zone à résistance négative, dans la courbe caractéristique d'une tétrode ?

N. 8 — Quel est, normalement, le potentiel de la grille de suppression par rapport à la cathode ?

N. 9 — Qu'entend-on par émission secondaire ? Comment peut-on la supprimer ?

N. 10 — Comparez : la résistance de plaque, le coefficient d'amplification et la conductance mutuelle (ou pente) d'une tétrode et d'une triode.

N. 11 — Quels sont les avantages apportés par une pentode à faisceau électronique ?

N. 12 — Quelle est la caractéristique d'un tube électronique à pente variable ?

N. 13 — Pourquoi un tube Fer-Hydrogène peut-il servir de régulateur de courant ?

N. 14 — Que se passe-t-il dans un tube au néon lorsqu'on augmente la tension appliquée à ses électrodes ?

N. 15 — Comment peut-on stabiliser une tension de 300 volts au moyen de tubes au néon dont la tension d'utilisation est de 150 volts seulement ?

N. 16 — Quel est le phénomène produit par le passage d'un courant entre les électrodes d'un tube au néon ?

N. 17 — Dans une alimentation à tension de sortie réglable, comment peut-on assurer la stabilisation ?

N. 18 — Quelle est la différence entre un vibreur synchrone et un vibreur asynchrone ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 379

N. 1 — Elle contrôle l'intensité du flux des électrons entre la cathode et la plaque, lequel diminue lorsqu'on augmente le potentiel négatif de la grille.

N. 2 — La tension de blocage ou d'interdiction.

N. 3 — Non. Au-delà d'une certaine valeur, l'intensité est limitée par le fait que la cathode ne peut émettre davantage d'électrons.

N. 4 — C'est le rapport entre les variations de la tension plaque et les variations de la tension de la grille de commande.

N. 5 — Pour faire en sorte que les deux alternances du signal, positive et négative, soient uniformément amplifiées.

N. 6 — Dans ces conditions on a:

E_p = 90 volts
I_p = 2,7 milliampères
ΔE_p = 30 volts
μ = 15

On en déduit que le coefficient d'amplification reste le même que celui indiqué dans le texte.

N. 7 — La conductance mutuelle, on transconductance, est le rapport entre les variations du courant anodique et les variations de la tension de la grille qui les provoque, la tension plaque étant maintenue à une valeur constante. Elle est représentée par le symbole « g_m ».

N. 8 — Parce qu'une augmentation de la tension de grille dans le sens négatif provoque une augmentation de la tension de plaque dans le sens positif. En fait, le courant anodique diminue d'intensité et il en est de même pour la chute de tension dans la résistance de charge. Le phénomène inverse se produit si la grille devient moins négative.

N. 9 — De trois façons: par pile, par une résistance en série dans le pôle négatif de la tension anodique.

N. 10 — En divisant la tension de polarisation nécessaire par l'intensité du courant anodique.

N. 11 — En reliant à la masse la prise médiane d'une résistance placée en parallèle sur le filament.

N. 12 — Deux: le contrôle de l'émission électronique et la mesure de la conductance mutuelle.

N. 13 — En branchant et en débranchant une résistance placée en série dans le circuit de grille. Si le vide n'est pas parfait, la présence de la résistance dans ce circuit provoque une augmentation du courant anodique.

N. 14 — Parce que certains courts-circuits ne se produisent que lorsque la lampe a atteint sa température normale de fonctionnement.

N. 15 — Parce que sa cathode ou l'enduit émissif déposé sur le filament peut être épuisé.

N. 16 — Oui: en mesurant la chute de tension aux bornes de la résistance de plaque ou de la résistance de cathode. L'application de la loi d'Ohm donne l'intensité du courant anodique.

CONSTRUCTION D'UNE ALIMENTATION STABILISEE - Kit Heath IP - 32

Dans un laboratoire où l'on a souvent l'occasion d'effectuer des mesures et des essais variés, une alimentation stabilisée fournissant des tensions réglables est extrêmement utile. Elle permet, en effet, d'expérimenter toute sortes de montages sans qu'il soit nécessaire de prévoir, chaque fois, une alimentation spéciale. En outre, spécialement dans la phase expérimentale, une alimentation stabilisée, dont les tensions peuvent être réglées dans des plages étendues, permet d'étudier dans tous ses détails le fonctionnement d'un circuit — même lorsque ceux-ci ne nécessitent pas une alimentation parfaitement régulée.

C'est dans ce but que nous présentons à nos lecteurs l'alimentation type IP-32. Elle se trouve dans le commerce sous la forme d'un ensemble prêt à câbler, ou « kit ». Les considérations concernant les avantages présentés par ce mode de construction, restent valables dans le cas présent.

L'alimentation IP-32 fournit les tensions variables et stabilisées nécessaires à l'alimentation des plaques et des écrans des tubes électroniques, à la polarisation des grilles de commande et délivre également la tension de chauffage des filaments; elle est utile, non seulement dans un laboratoire d'études, mais également dans le plus modeste atelier de réparations.

Cet appareil permet au technicien d'essayer et de perfectionner les circuits, indépendemment des sources d'alimentation qui leur sont propres. Les tensions et les courants sont contrôlés en permanence par deux galvanomètres placés sur le panneau avant: ceci facilite le contrôle de la puissance dissipée par l'appareil alimenté et permet à l'utilisateur, de déterminer avec précision les caractéristiques d'alimentation de tout ou d'une partie d'un circuit.

Toutes les sorties sont isolées du châssis, ce qui permet d'utiliser le pôle positif soit comme point « chaud », soit comme masse. Les filaments sont alimentés par une tension délivrée par un transformateur distinct de celui fournissant la haute tension; c'est ainsi qu'il est possible de couper temporairement toutes les tensions élevées, tout en laissant les filaments allumés. Cette possibilité est intéressante, car elle fait gagner un temps précieux pendant les essais, au technicien qui n'est plus obligé d'attendre que les filaments aient atteint à nouveau leur température de fonctionnement, chaque fois qu'il doit couper la tension d'alimentation pour intervenir dans les circuits.

La tension de polarisation peut être réglée à la valeur désirée au moyen d'un potentiomètre, tandis que sa valeur exacte est lue sur un voltmètre, que l'on peut commuter d'ailleurs, soit pour mesurer la haute tension, soit la tension de polarisation. L'appareil est entièrement protégé contre tous risques de dommages dans le cas où la tension de polarisation viendrait à être accidentellement court-circuitée. Des fusibles sont également prévus pour protéger l'alimentation.

Les caractéristiques du montage sont telles que l'intensité du courant délivré par cette alimentation peut varier dans de très larges limites (de 0 à 100 mA.

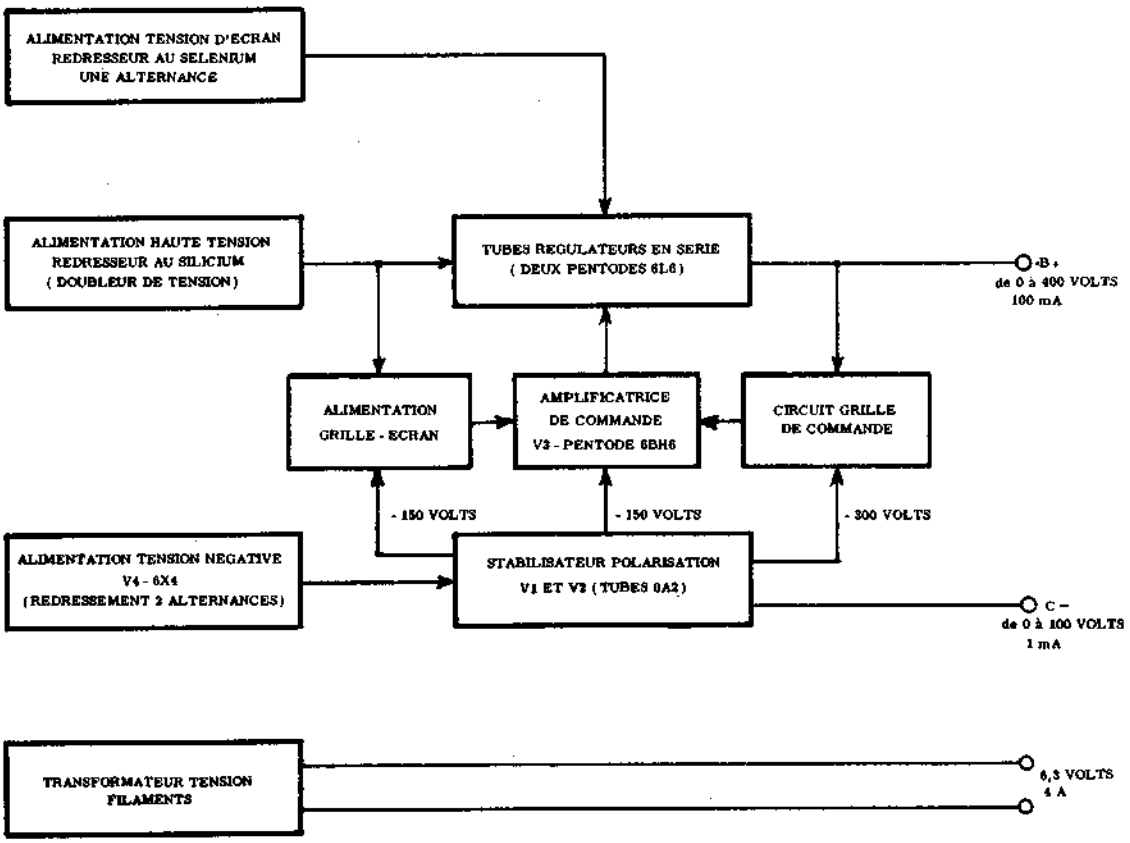


Schéma synoptique montrant les fonctions des diverses sections et leurs rapports réciproques.

selon la charge), tandis que la tension reste constante à la valeur fixée par l'opérateur.

La haute tension est fournie par un doubleur de tension, avec redressement des deux alternances, équipé de diodes au Silicium. Cette tension est appliquée aux plaques de deux lampes 6L6 branchées en parallèle, et leurs cathodes sont reliées à la borne de sortie à travers un milliampèremètre. Les 6L6 sont utilisées en pentodes car, dans ce montage une pentode donne de meilleurs résultats qu'une triode. Les grilles écrans sont alimentées au moyen d'une alimentation séparée; celle-ci comporte un redresseur demi-onde, équipé de deux diodes au Sélénium, suivies d'une double cellule de filtrage. Deux résistances de 100 ohms (prévues pour éliminer les courants parasites) relient chaque grille-écran à cette tension. Le pôle négatif de cette alimentation est connecté aux cathodes des 6L6; de cette façon, la tension d'écran peut être considérée comme étant relativement constante.

Grâce à ce montage particulier, la combinaison en parallèle des deux tubes 6L6 se comporte comme une résistance variable, dont la valeur est commandée — comme nous l'avons vu dans la leçon précédente — par les variations de la tension appliquée sur leur grille de commande.

Le signal appliqué à ces grilles provient d'une lampe de contrôle spéciale, 6BH6, qui fonctionne en amplificatrice à courant continu. La grille de cette lampe est alimentée par un diviseur de tension placé entre les bornes de sortie de l'alimentation. La plaque de ce tube est reliée aux grilles des 6L6 à travers deux résistances de 1 000 ohms. De cette façon, toutes les variations de tension provoquées soit par un changement de la valeur de la charge, soit par une variation de la tension du secteur, ou par les deux à la fois, sont immédiatement amplifiées et renvoyées, avec une polarité inversée, aux grilles des 6L6 qui — par construction — sont montées en parallèle et mise en série dans la sortie positive de l'alimentation. Ces variations produisent un changement de la valeur de la résistance interne des lampes qui, agissant dans le sens opposé aux fluctuations de la tension de sortie, maintiennent ainsi cette tension à la valeur fixée par l'opérateur.

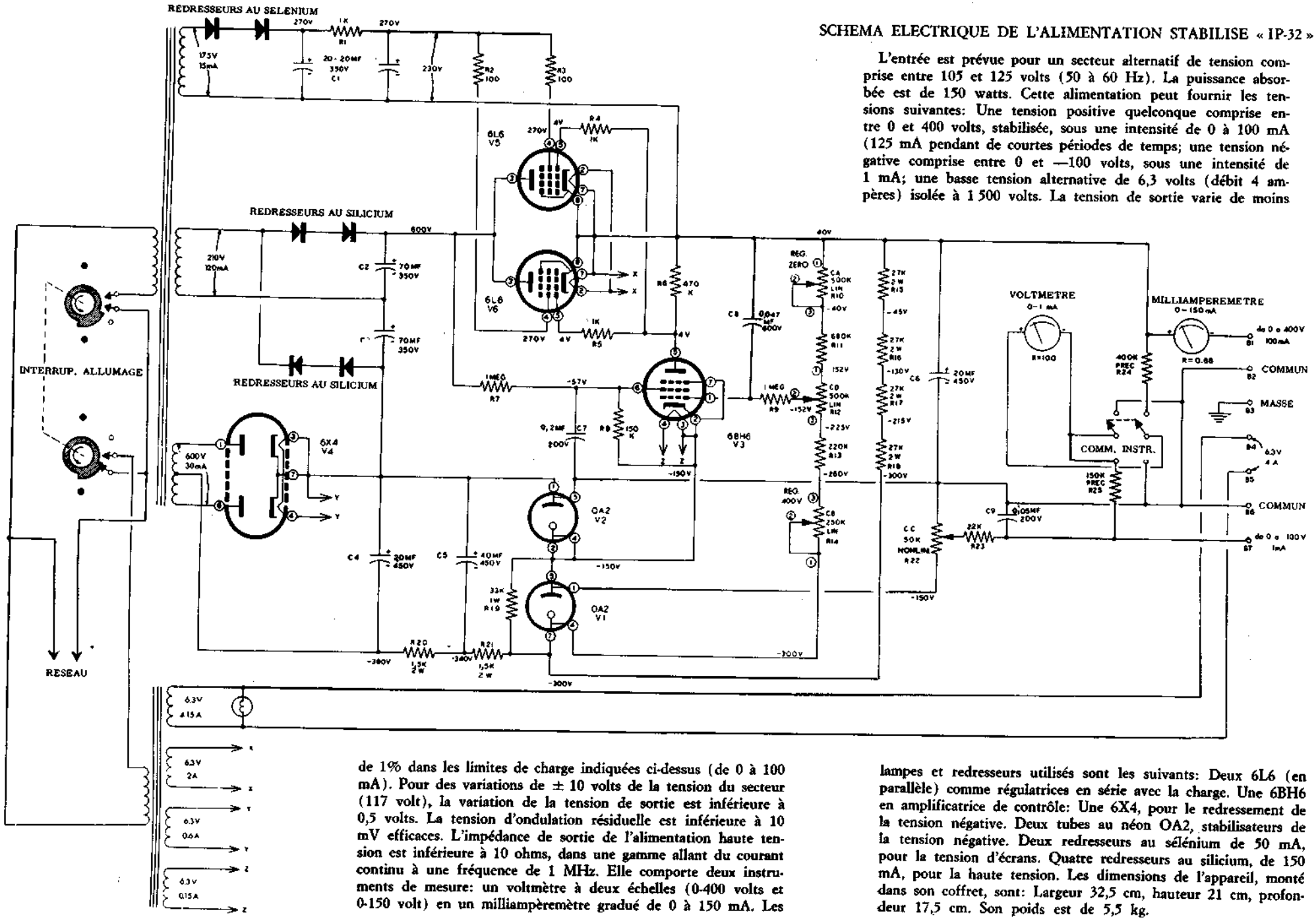
La tension d'écran de la lampe amplificatrice de commande (6BH6) est également obtenue à partir d'un diviseur de tension branché entre la haute tension et la source de tension régulée de —150 volts. L'amplitude de la haute tension varie en sens inverse des variations du courant de sortie; ces variations sont renvoyées sur la grille-écran par l'intermédiaire du diviseur de tension.

L'impédance de sortie de l'alimentation peut être rendue positive ou négative suivant les valeurs du diviseur de tension. Celles adoptées dans cet appareil ont été choisies de telle sorte que l'impédance de sortie soit pratiquement égale à zéro.

La tension négative (tension de polarisation) est obtenue au moyen d'une redresseuse deux alternance, du type 6X4, suivie d'un filtre à résistances-capacités. A la sortie de ce filtre sont branchés deux tubes stabilisateurs au néon, du tube OA2, reliés en série entre eux. On obtient ainsi deux tensions stabilisées: —150 et —300 volts. Ces deux tensions sont utilisées comme valeurs de référence pour la lampe de contrôle 6BH6 et pour le diviseur de tension.

SCHEMA ELECTRIQUE DE L'ALIMENTATION STABILISE « IP-32 »

L'entrée est prévue pour un secteur alternatif de tension comprise entre 105 et 125 volts (50 à 60 Hz). La puissance absorbée est de 150 watts. Cette alimentation peut fournir les tensions suivantes: Une tension positive quelconque comprise entre 0 et 400 volts, stabilisée, sous une intensité de 0 à 100 mA (125 mA pendant de courtes périodes de temps; une tension négative comprise entre 0 et —100 volts, sous une intensité de 1 mA; une basse tension alternative de 6,3 volts (débit 4 ampères) isolée à 1 500 volts. La tension de sortie varie de moins

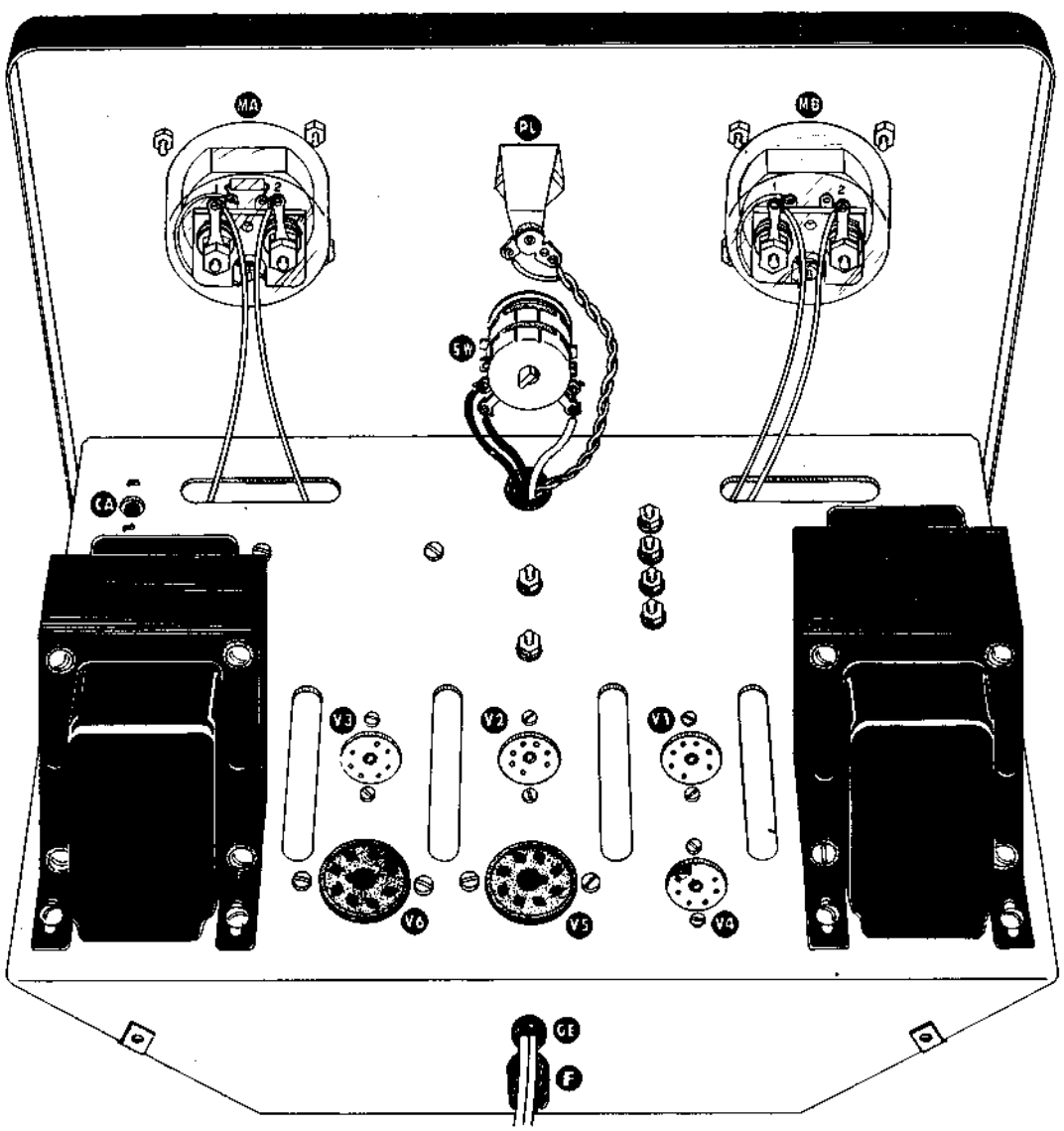


de 1% dans les limites de charge indiquées ci-dessus (de 0 à 100 mA). Pour des variations de ± 10 volts de la tension du secteur (117 volt), la variation de la tension de sortie est inférieure à 0,5 volts. La tension d'ondulation résiduelle est inférieure à 10 mV efficaces. L'impédance de sortie de l'alimentation haute tension est inférieure à 10 ohms, dans une gamme allant du courant continu à une fréquence de 1 MHz. Elle comporte deux instruments de mesure: un voltmètre à deux échelles (0-400 volts et 0-150 volt) en un milliampèremètre gradué de 0 à 150 mA. Les lampes et redresseurs utilisés sont les suivants: Deux 6L6 (en parallèle) comme régulatrices en série avec la charge. Une 6BH6 en amplificatrice de contrôle: Une 6X4, pour le redressement de la tension négative. Deux tubes au néon OA2, stabilisateurs de la tension négative. Quatre redresseurs au sélénium de 50 mA, pour la tension d'écrans. Quatre redresseurs au silicium, de 150 mA, pour la haute tension. Les dimensions de l'appareil, monté dans son coffret, sont: Largeur 32,5 cm, hauteur 21 cm, profondeur 17,5 cm. Son poids est de 5,5 kg.

Une résistance « tampon », formée de 4 résistances de 27 kΩ en série, est branchée entre le pôle positif haute tension et le point —300 V. De cette façon. le courant passant dans les régulatrices 6L6 est maintenu constant par rapport à toutes les tensions de sortie.

Le potentiomètre de 50 kilohms branché aux bornes de la source de tension —150 volts permet d'obtenir une tension de polarisation réglable, laquelle est disponible sur une borne de sortie spéciale, à travers une résistance limiteuse de courant d'une valeur de 22 000 ohms. Cette résistance a pour but de protéger l'appareil dans le cas où les bornes de sortie viendraient à être accidentellement court-circuitées.

La tension de chauffage des filaments des tubes est fournie par un transformateur séparé, lequel procure également une tension de 6,3 V (intensité de 4 ampères) destinée à alimenter les filaments de l'appareil devant être relié à cette alimentation.



Vue du châssis et de l'arrière du panneau avant: « MA » est le milliampèremètre 0 - 150 mA; « MB » est le voltmètre. « CA » est l'axe de réglage du potentiomètre portant la même désignation sur le schéma. « PL » est la lampe témoin, tandis que « SW » est le commutateur à trois positions (Arrêt - Attente - Haute tension). Le transformateur de gauche est le transformateur filaments, tandis que celui de droite est le transformateur haute tension. « GE » est le cordon secteur et « F » un fusible en série dans un des fils du secteur.

MISE AU POINT ET VERIFICATION

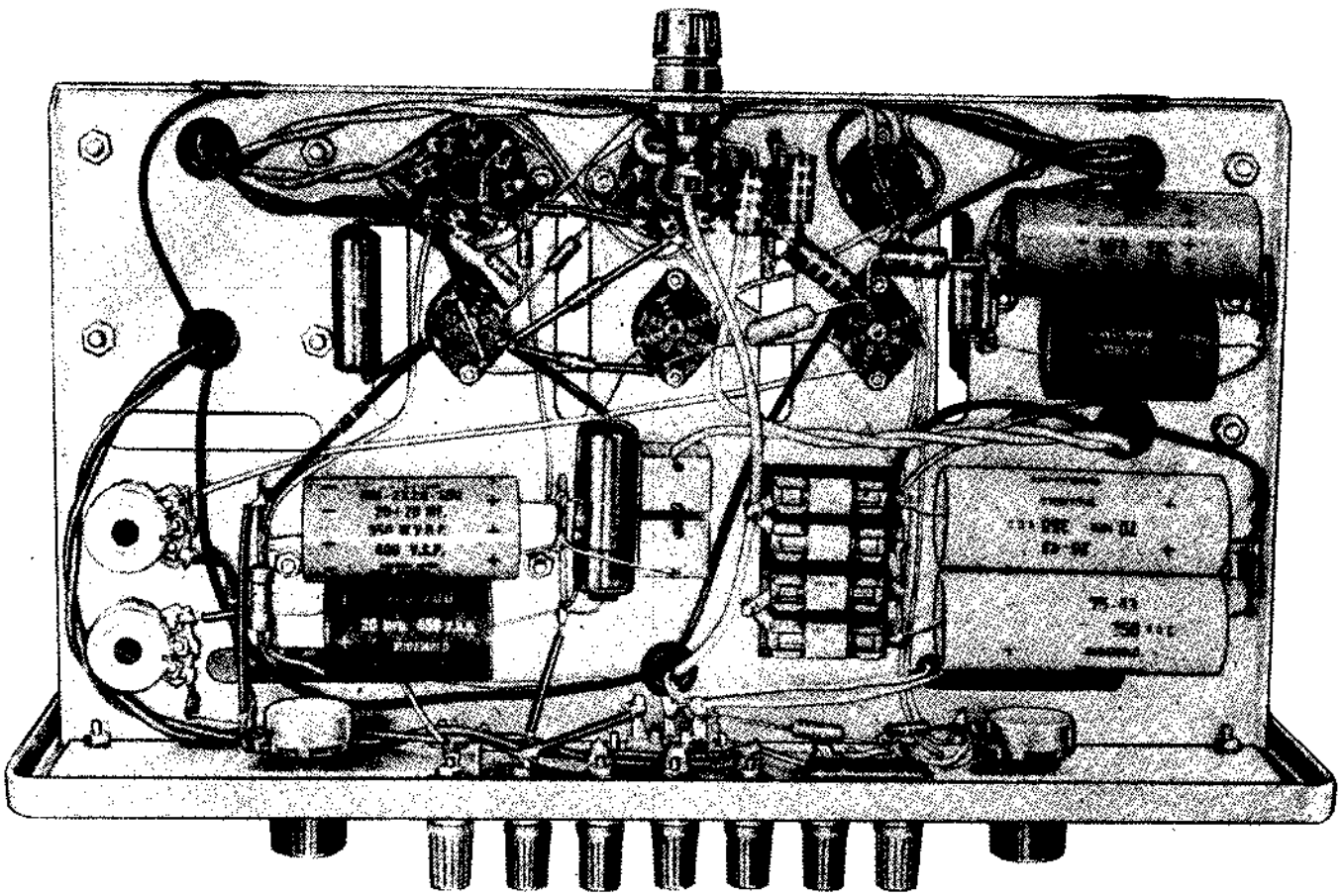
Une fois l'alimentation entièrement câblée, on procède aux essais et à sa mise au point en suivant les indications ci-dessous. L'interrupteur du secteur doit être dans la position « off » (arrêt).

Placer le bouton de commande de la polarisation C—output (sortie) et celui marqué B+output (sortie haute tension) à zéro (tournés à fond dans le sens inverse de celui des aiguilles d'une montre).

Tourner à fond vers la droite le potentiomètre marqué « zéro set ».

Mettre à zéro (sens inverse des aiguilles d'une montre), le potentiomètre « 400 volts set ».

Placer le commutateur de l'instrument de mesure SL sur la position « B+output ».



Avant d'avoir fait toutes ces opérations, aucune charge ne devra être branchée à la sortie. Brancher le cordon secteur à une prise de courant, par l'intermédiaire d'un autotransformateur si la tension du secteur est supérieure à 120 volts.

Mettre l'interrupteur de chauffage des filaments dans la position « standby » (attente) et attendre quelques minutes pour permettre aux lampes d'atteindre la température de fonctionnement. Vérifier que les filaments des 6X4, 6HB6 et des 6L6, sont bien allumés.

Placer alors l'interrupteur sur la position « on » (marche). Si tout est normal, le milliampèremètre (dont la fonction est d'indiquer le courant absorbé par la charge) demeurera au zéro, tandis que le voltmètre indiquera une tension comprise entre 0 et 100 volts.

Agir sur le bouton marqué « zero set » (mise à zéro) dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, jusqu'à ce que ce voltmètre revienne au zéro.

Tourner à fond vers la droite le bouton marqué « B+output ».

Ajuster le contrôle « 400 volts set », en le tournant vers la droite, pour obtenir une déviation du voltmètre jusqu'à la graduation 400 volts.

Tourner le bouton « B+output » à fond vers la gauche.

Etant donné que les deux commandes « zero set » et « 400 volts set » réagissent l'une sur l'autre, il convient de retoucher alternativement ces deux réglages 8 ou 4 fois.

Ceci termine la mise au point de l'appareil qui peut être, alors, enfermé dans le coffret.

Pour une utilisation normale, il convient de relier la borne commune B2 à la borne de masse B3.

Vérification de la haute tension. — Brancher une charge entre les bornes « common » (« commun » et « B +output » sortie haute tension). Tourner la commande « B+output » vers la droite jusqu'à obtenir la tension désirée. Véririfier sur les galvanomètres l'intensité du courant débité et la tension (sur l'échelle 400 volts). Prendre garde de ne pas dépasser les valeurs mascimales indiquées par le constructeur. En particulier, l'intensité du courant absorbé par la charge ne dait pas être supérieure à 100 mA (trait rouge sur le milliampèremètre).

Vérification de la tension de polarisation — Brancher une charge convenable entre les bornes « common » et « C-output ». Placer la contacteur du voltmètre sur la position « C-output ». Tourner le bouton « C—output » vers la droite jusqu'à ce que la tension désirée soit lue sur le voltmètre (sur l'échelle 150 volts).

Kit disponible à l'adresse suivante:

Tranchant - Electronique,
31, rue Georges Boisseau - Clichy (Seine)

Leçon n° 52

LA LAMPE AMPLIFICATRICE

Un amplificateur électronique est un dispositif, employant un ou plusieurs tubes électroniques et leurs circuits annexes, destiné à augmenter l'amplitude ou l'intensité d'un signal, c'est-à-dire à amplifier une tension ou un courant. Nous savons déjà les raisons pour lesquelles une lampe électronique peut accomplir cette fonction: une faible tension appliquée sur sa grille de commande peut contrôler le passage d'un courant important dans son circuit plaque.

La **figure 1-A** montre le circuit classique d'une triode amplificatrice. La pile C porte la grille à un potentiel négatif constant par rapport à la cathode. Le signal à amplifier Es, est en série avec cette tension de polarisation Ec. La charge de la lampe est un dispositif, mis en série dans le circuit plaque, à travers lequel passe le courant anodique rendu variable sous l'action du signal alternatif appliqué à la grille.

En l'absence de signal, l'intensité du courant anodique traversant la charge garde une valeur constante. La source du courant anodique est la batterie B, dont la tension est Eb. Le courant plaque varie d'intensité en fonction de la tension du signal appliqué à la grille, augmentant quand cette dernière devient moins négative et, réciproquement, diminuant quand elle devient plus négative. C'est ainsi que la tension du signal de grille contrôle l'intensité du courant fourni par l'alimentation anodique.

En observant la courbe Eg-Ip de la figure **1-B**, on notera comment un signal de faible amplitude, appliqué sur la grille, produit d'importantes variations du courant plaque passant dans la charge. La pile de polarisation, d'une tension de 2 volts, fixe le point de fonctionnement de la triode: ce point est choisi de telle sorte que le tube travaille dans la partie rectiligne de sa caractéristique. Le courant anodique de repos, correspondant à une tension de polarisation de grille de —2 volts, est de 3 milliampères: c'est l'intensité du courant anodique pour une charge de 50 000 ohms de résistance. Il en résulte que la chute de tension aux bornes de la charge, en l'absence du signal, ($V=I\times R$), est de 150 volts. Etant donné que la tension plaque E_p mesurée entre la plaque et la cathode, est égale à la tension d'alimentation E_b moins la chute de tension dans la charge, la tension plaque de cette triode sera de 350 — 150 = 200 volts.

Supposons, maintenant, que le générateur E_s délivre une tension alternative sinusoïdale (signal) dont l'amplitude soit égale à 1 volt. Dans ce cas, le potentiel de la grille prendra successivement toutes les valeurs intermédiaires comprises entre —1 volt, pendant l'alternance positive (—2 + 1 = —1), et —3 volts, pendant l'alternance négative (—2 —1 = —3).

Sur la courbe de la figure **1-B**, on peut noter que, par suite des variations de la tension de grille, le courant anodique monte à 4 milliampères quand cette tension est de —1 volt, et descend à 2 milliampères quand la tension de grille est de —3 volts.

Quand l'intensité instantanée du courant anodique est de 4 milliampères, la chute de tension IR aux bornes de la charge anodique est égale à 0,004 fois 50 000, soit 200 volts; donc, à cet instant, E_p est égale à 150 volts. Les valeurs instantanées de la tension anodique sont figurées par la courbe en pointillés.

Par contre, quand l'intensité du courant anodique passe par sa valeur minimale 2 mA, la chute de tension IR est égale à 0,002 fois 50 000, soit 100 volts, et à cet instant E_p est égale à 250 volts.

Nous constatons donc que le potentiel de la plaque varie de 150 à 250 volts de crête à crête. Cela signifie que la tension alternative, sinusoïdale, de sortie (présente sur la plaque) s'élève à 50 volts. Etant donné que l'amplitude du signal appliqué sur la grille a une valeur de crête de 1 volt, on en déduit que ce signal se trouve être amplifié 50 fois dans le circuit plaque. On remarquera, également, que le signal de sortie (signal amplifié) est déphasé de 180° par rapport au signal d'entrée.

CLASSIFICATION DES AMPLIFICATEURS

En fonction de la fréquence — On peut classer les amplificateurs en fonction de la gamme de fréquence dans laquelle ils doivent fonctionner. On distingue ainsi deux types principaux: les amplificateurs Basse Fréquence (ou fréquences acoustiques) et les amplificateurs Haute Fréquence ou fréquences Radio). Les premiers sont conçus pour amplifier des fréquences comprises entre 10 et 20 000 Hertz (environ); tandis que les seconds amplifient des signaux dont les fréquences sont supérieures à celles indiquées ci-dessus et qui appartiennent au domaine des ondes radio-électriques.

En fonction de leur utilisation — Au point de vue de leurs fonctions propres, les amplificateurs se divisent en deux groupes: les amplificateurs de **tension** et les amplificateurs de **puissance**. Les premiers aug-

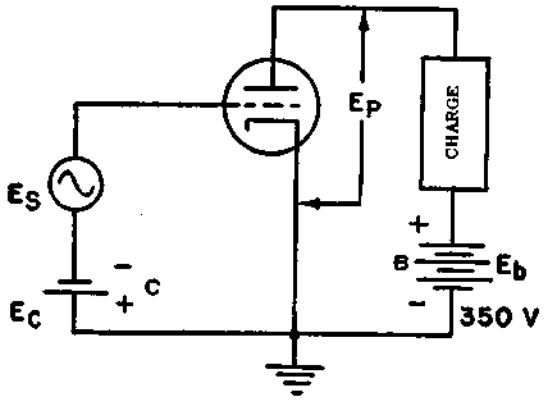


Fig. 1 A - Montage classique d'un amplificateur à lampe triode. La pile B fournit la tension anodique et la pile C la tension de polarisation de la grille. Le courant anodique passe dans la charge.

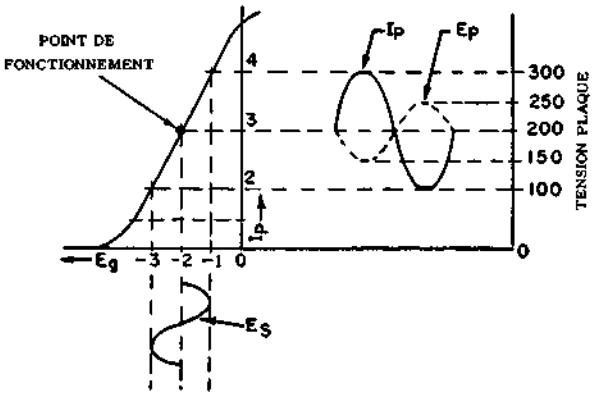


Fig. 1 B - Courbe E_g-I_p de la triode de la figure 1 A. Le signal appliqué sur la grille déplace le point de fonctionnement le long de la partie rectiligne de la caractéristique et le courant anodique suit ces variations sans distorsion.

mentent l'amplitude du signal d'entrée, sans tenir compte de la puissance fournie à la charge. Ils ont, en général, une résistance de charge de valeur élevée, ce qui permet d'obtenir une forte différence de potentiel à ses bornes. Les amplificateurs de puissance, par contre, sont prévus pour fournir à la charge une certaine puissance, et pour eux l'amplification de la tension n'a qu'une importance mineure. La majorité des amplificateurs de puissance sont pourvus d'une charge présentant une impédance telle qu'il soit possible d'obtenir la puissance maximum avec une distorsion aussi faible que possible, ou le **rendement** désiré. **Le rendement est le rapport entre la puissance du signal de sortie** (puissance modulée) **et la puissance d'alimentation en courant continu** (c'est-à-dire le produit du courant anodique par la tension plaque). La puissance dissipée par une lampe, puissance fournie par l'alimentation, est toujours supérieure à celle restituée sous forme de signal amplifié. La différence entre la puissance du signal (puissance modulée) constitue la perte dissipée sous forme d'énergie thermique par la plaque.

Etant donné qu'un tube électronique fournit le signal de sortie aux bornes de sa charge, **la puissansance de sortie maximum sera obtenue lorsque l'impédance de la charge sera égale à l'impédance interne de la source**, c'est-à-dire à la résistance interne de la lampe. Une résistance de charge inférieure à celle nécessaire provoque une distorsion d'amplitude du signal de sortie. Pour remédier à cela, dans le cas d'une triode, on donne à l'impédance de charge une valeur double, parfois triple, de celle de la résistance interne, R_p de la lampe. Il en résulte que, malgré une petite perte de puissance, la distorsion d'amplitude est plus faible car l'impédance de charge est plus élevée que l'impédance de la source.

Dans le cas d'une pentode, la valeur convenable de l'impédance de charge est donnée dans les notices d'utilisation du tube fournies par le fabricant. Elle est comprise entre le dixième et le vingtième de la résistance interne R_p de la lampe en question.

En fonction de la polarisation — Outre les deux classifications mentionnées ci-dessus, on peut classer tous les amplificateurs à lampes en fonction de la tension de polarisation appliquée à la grille de commande, c'est-à-dire en se basant sur la fraction du cycle du signal pendant lequel il y a passage du courant anodique. C'est ainsi que l'on classe les amplificateurs en **classe A, classe AB, classe B** et **classe C.**

RELATIONS DE PHASES DANS LES AMPLIFICATEURS

Nous savons déjà que le signal de grille, e_g, est toujours en phase avec le courant anodique, i_b. Deux formes d'onde de même fréquence sont dites «en phase» lorsqu'elles passent par des points correspondants dans le même instant; en d'autres termes, les courbes atteignent les valeurs maximales, positives ou négatives, et la valeur zéro, dans le même instant.

La **figure 2** montre les relations de phases existant entre les diverses tensions et courants dans une triode amplificatrice. Dans ce circuit, e_g, e_c et i_b sont en phase entre eux, mais sont déphasés de 180° sur la tension de sortie e_s.

Supposons que la triode de la figure 2 soit du type 6J5, fonctionnant avec une polarisation de grille de —8 volts et une tension anodique de 350 volts.

Au repos (c'est-à-dire en l'absence de signal), le courant anodique, I_{bo}, est de 5,2 mA; la tension plaque E_{bo} est de 220 volts et R_c de 25 000 ohms. Dans ce cas, la chute de tension aux bornes de la résistance de charge E_{co} est égale à E_b moins E_{bo}, soit à 350 moins 220 c'est-à-dire à 130 volts. Les divers courants et tensions présents dans le circuit de la triode sont représentés graphiquement sur la **figure 3.** Ces formes d'onde ont été obtenues de la manière suivante: les points A, A1, A2, A3, et A4, reliés par une ligne verticale en pointillés, indiquent les conditions qui existent en l'absence de signal. En effet, la tension du signal est nulle au point A, et au point A1 la tension négative de la grille est égale à —8 volts environ, ce qui représente la valeur de E_g.

Dans le même temps, le courant anodique, I_{bc}, vaut 5,2 mA en A2. La chute de tension aux bornes de la

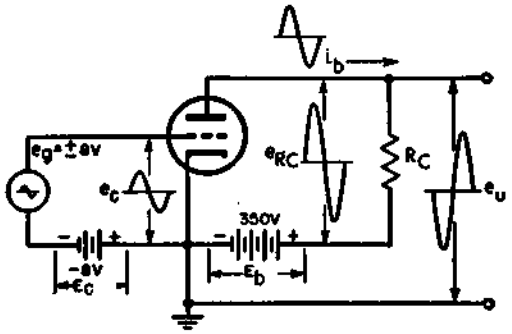


Fig. 2 - Relations de phase entre les tensions et les courants dans un amplificateur triode. Comme on le voit, le signal de sortie est déphasé de 180° sur le signal d'entrée appliqué à la grille.

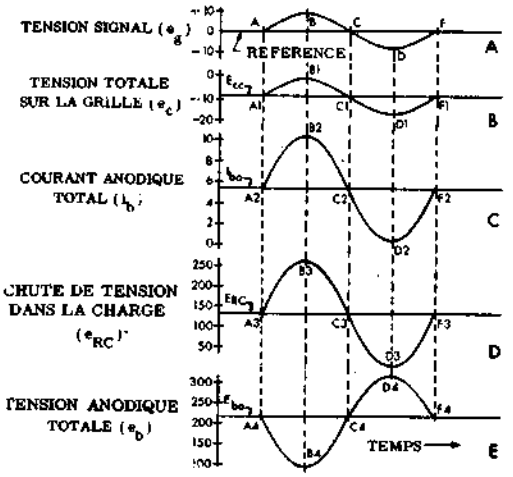


Fig. 3 - Représentation graphique des courants et des tensions dans un amplificateur à triode. On remarquera que le signal, e_c, i_b et e_{RC} sont toujours en phase entre eux tandis que e_b (qui représente le signal amplifié), est déphasé de 180°.

charge est de 130 volts en A3. Enfin, la tension anodique totale, E_{bo}, est de 220 volts en A4.

Lorsque la tension du signal de grille atteint sa valeur positive maximale B, la tension totale de grille e_g est nulle en B1. La tension du signal sur la grille provoque l'augmentation du courant anodique jusqu'à une intensité de 10,1 mA en B2. Ce courant maximum, aux bornes de la résistance de charge, cette chute de tension est de 252 volts en B3.

R_c, r_p et la source E_b forment un circuit-série. La somme des chutes des tension aux bornes de R_c et de r_p est égale à la tension d'alimentation E_b délivrée par la source. Si la chute de tension aux bornes de R_c augmente, la chute de tension aux bornes de r_p doit diminuer. La tension de sortie e_b mesurée entre cathode et plaque, n'est pas autre chose que la chute de tension produite aux bornes de r_p. Etant donné que la tension aux bornes de R_c atteint sa valeur maximum au point B, il est évident que la tension e_b devra dans le même temps atteindre sa valeur minimale. Ceci est représenté au point B4 où la tension est de 98 volts (soit 350 — 252).

En l'absence de signal, les mêmes conditions se retrouvent aux points C, C1, C2, C3 et C4, tout comme pour les points A, A1, A2, A3 et A4, précédemment considérés. Quand e_g atteint sa valeur négative maxime au point D la tension totale sur la grille e_g est de —16 volts au point D1. Cette tension d'entrée minimum agit de telle sorte que le courant i_b atteint également son minimum (1,3 mA au point D2). A son tour, la chute de tension e_{rc} dans la charge est également minimum (33 volts au point D3).

Etant donné que e_{rc} prend une valeur minimum, la chute de tension aux bornes de r_p devient maximum et e_b prend sa plus forte valeur (317 volts au point D4). Les points F, F1, F2, F3 et F4, se rapportent également aux conditions en l'absence de signal et ont les mêmes valeurs numériques que les points C, C1, C2, C3 et C4.

Cette analyse nous permet de constater que les tensions et les courants illustrés en A, B, C, et D sont en phase mais sont déphasés de 180° sur la tension représentée en E. Nous pouvons donc en tirer la conclusion suivante: **le signal présent sur la grille de commande d'une lampe est toujours en phase avec le courant anodique, mais est toujours déphasé de 180° par rapport à la tension de sortie sur la plaque.** Cette règle est valable pour tous les types de lampes, quel que soit le nombre de leurs grilles.

SYSTEMES DE POLARISATION

Dans tous les montages amplificateurs dont nous nous sommes occupés jusqu'à présent, la tension de polarisation de la grille de commande était fournie par une pile spéciale, servant de source de tension E_g. Ce mode de polarisation est appelé **polarisation fixe**, car sa valeur reste constante quelles que soient les variations du courant anodique, puisqu'elle obtenue à partir d'une source de tension séparée. Dans les montages amplificateurs usuels on utilise également d'autres moyens pour obtenir cette tension de polarisation; parmi ceux-ci, le plus fréquemment employé est celui appelé **auto-polarisation** ou **polarisation automatique**, dans lequel la tension de polarisation est développée aux bornes d'une résistance par la lampe elle-même. Cette tension dépend de l'intensité du courant anodique (et de celui des autres électrodes, dans le cas d'une lampe multigrilles) et donc, d'une manière indirecte, de l'amplitude du signal sur la grille.

La polarisation **mixte** est — comme son nom l'indique — une combinaison des deux systèmes précités.

Polarisation fixe — La **figure 4-A** montre un moyen utilisé pour donner une polarisation fixe à la grille.

Par « polarisation », on entend une tension continue et constante appliquée entre grille et cathode. Cette tension est généralement négative et elle a pour but de fixer le point de fonctionnement du tube le long de sa courbe caractéristique. La tension de polarisation, dans le cas du montage illustré ici, est de —5 volts; elle est obtenue au moyen d'une pile.

En l'absence de signal, la grille étant négative par rapport à la cathode, il n'y a pas de courant grille. La résistance R_g fait partie du système de couplage

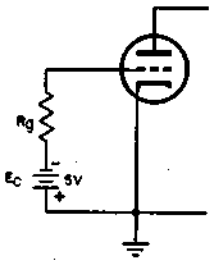


Fig. 4 A - Polarisation fixe obtenue par une pile en série dans le circuit grille.

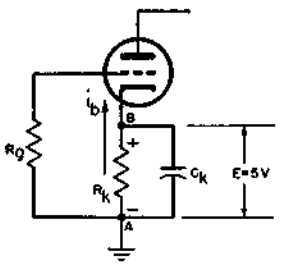


Fig. 4 B - Polarisation cathodique obtenue en plaçant une résistance de valeur convenable entre la cathode et la masse.

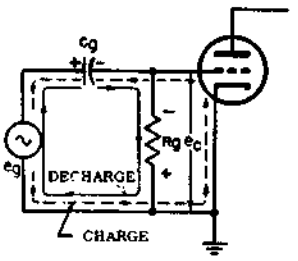


Fig. 4 C - Polarisation automatique par résistance de grille. La tension nécessaire apparaît aux bornes de R_g quand le signal est présent.

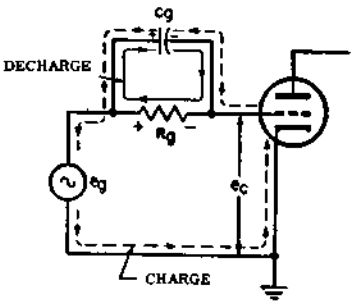


Fig. 4 D - Autre montage de polarisation automatique semblable au précédent. Dans ce cas, le courant de décharge passe seulement dans la résistance R_g.

employé pour établir la liaison avec l'étage précédent. La tension présente entre grille et masse est égale à la somme algébrique de la tension de polarisation et de la tension instantanée du signal. Dans ce montage, la polarisation est indépendante du signal d'entrée, ce qui est d'ailleurs vrai pour tous les systèmes de polarisation fixe.

Auto-polarisation ou polarisation automatique — Le montage le plus couramment utilisé est celui représenté sur la figure 4-**B**; c'est la polarisation cathodique. Dans ce montage, la tension de polarisation est obtenue en insérant une résistance en série dans le circuit de la cathode du tube.

En l'absence de signal sur la grille, le courant anodique i_b passe d'une manière continue entre cathode et plaque, et donc entre plaque et cathode par le circuit extérieur à la lampe. Etant donné que ce courant circule de A vers B, le point A est négatif par rapport au point B. Si la chute de tension aux bornes de R_k est de 5 volts, la cathode positive (+5 volts) par rapport à la masse. La grille est reliée au point A (à travers R_g), ce point est négatif par rapport à la cathode, tout comme dans l'exemple précédent. La grille étant négative, aucun courant grille n'apparaît et, en conséquence, il n'y a pas de chute de tension dans la résistance R_g.

Comme nous l'avons indiqué plus haut, la résistance R_g fait partie d'un circuit de couplage à travers lequel le signal est appliqué sur la grille. Lorsqu'un signal alternatif sinusoïdal arrive aux bornes de R_g, il provoque des variations du courant anodique autour de sa valeur moyenne (courant de repos). Ce courant anodique, d'intensité variable avec le signal, passe dans la résistance R_k.

La polarisation du tube doit avoir une valeur fixe; il faut donc éliminer la composante alternative du courant anodique dans R_k. C'est le rôle du condensateur C_k, appelé **condensateur de découplage**. Sa capacité doit être telle que sa réactance capacitive soit très faible par rapport à la valeur ohmique de R_k, pour la fréquence du signal. Cette très faible réactance équivaut à un court-circuit à la masse pour la composante alternative présente aux bornes de R_k. Il en résulte que cette composante est éliminée du circuit de cathode et que la chute de tension dens R_k ne varie pas; le potentiel de la grille reste fixe, à —5 volts.

La capacité du condensateur C_k est choisie de valeur différente suivant que l'étage doit amplifier des signaux Basse Fréquence ou Haute Fréquence. Elle est généralement comprise entre 10 et 50 µF dans les étages amplificateurs BF et elle est beaucoup plus faible (de l'ordre de 0,1 µF) pour les étages amplificateur HF où la fréquence de signaux est beaucoup plus élevée. La valeur ohmique de R_k dépend du type de lampe utilisé et est comprise entre 150 et 3 000 ohms. La valeur exacte de cette résistance peut se calculer par la loi d'Ohm si l'on connaît la tension de polarisation nécessaire et l'intensité du courant anodique. Supposons que, pour un tube donné, le courant anodique moyen soit de 10 mA est que la polarisation nécessaire soit de —5 volts; la loi d'Ohm nous donne: $R_k = E_g : I_b = 5 : 0{,}01 = 500$ ohms.

Un autre moyen de polarisation automatique, ou auto-polarisation, est la polarisation par résistance de grille (figure 4-**C**). La capacité du circuit grille, C_g est choisie de valeur assez élevée de telle sorte que sa réactance capacitive soit, à la fréquence du signal, faible vis à vis de la résistance ohmique de R_g, qui doit être grande.

La tension e_g aux bornes de R_g, est égale à la tension du signal plus la tension de polarisation E_g.

Lorsqu'aucun signal n'est appliqué au circuit, la différence de potentiel entre grille et cathode est nulle, la grille est au potentiel zéro. En conséquence, la tension de polarisation n'est présente que lorsqu'un signal est appliqué sur la grille. Ce signal apparaît aux bornes de R_g car la réactance capacitive très faible de C_g équivaut à un véritable court-circuit pour toutes les fréquences à amplifier. Ce signal, de forme sinusoïdale, rend la grille alternativement positive et négative par rapport à la cathode.

Pendant l'alternance positive, la grille prend un potentiel positif et absorbe un certain courant. Ce dernier produit une chute de tension aux bornes de R_g et cette

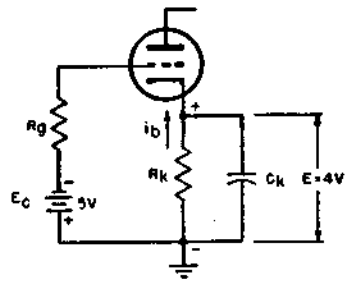


Fig. 5 A - Système de polarisation mixte. La tension requise est fournie en partie par la pile et en partie par la chute de tension dans la résistance de cathode.

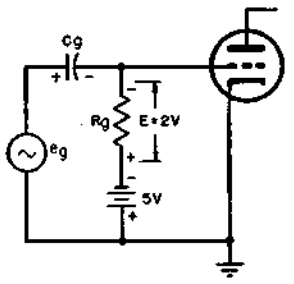


Fig. 5 B - Autre montage de polarisation mixte. La tension est fournie par la pile et par le signal lui-même.

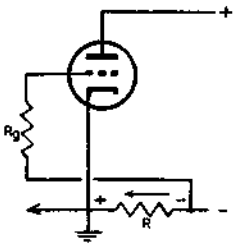


Fig. 6 - Polarisation fixe obtenue au moyen d'une résistance mise en série dans le négatif de la haute tension. R_g est reliée à l'extrémité de R qui est négative par rapport à la masse.

tension charge le condensateur C_g à la valeur de crête du signal d'entrée. L'électrode du condensateur, reliée à la grille devient alors négative. Cette charge se fait à travers le tube et est indiquée en pointillés sur le schéma. Pendant l'alternance négative la grille devient négative par rapport à la cathode; C_g se décharge partiellement à travers R_g (la décharge n'est que partielle en raison de la valeur élevée de cette résistance). La décharge se fait suivant la ligne en trait plein. L'extrémité supérieure de R_g devient négative par rapport à la masse. Pendant l'alternance positive suivante du signal, C_g reprend sa charge perdue et se recharge à nouveau à la tension de crête du signal.

La décharge de C_g à travers R_g produit un courant continu pulsé qui donne naissance à une tension continue pulsée dont la valeur moyenne constitue la tension de polarisation de la lampe.

Un deuxième procédé de polarisation par résistance de grille est indiqué sur la figure 4-**D**. Dans ce cas, R_g est directement placée en parallèle sur C_g et le fonctionnement est analogue à celui décrit plus haut. L'unique différence réside dans le fait que le courant de décharge de la capacité passe uniquement dans R_g, comme l'indique le parcours en trait plein de la figure.

Polarisation par potentiel de contact — Le montage permettant d'obtenir ce type de polarisation est similaire aux deux autres décrits au paragraphe précédent, toutefois la tension de polarisation n'est pas dérivée du signal. Dans ce système, la valeur ohmique de R_g est très grande (de l'ordre de 10 mégohms). En l'absence de signal sur la grille, il se forme une charge spatiale autour de la cathode. Etant donné que les électrons formant cette charge sont négatifs par rapport à la grille, une différence de potentiel se crée entre la grille et la charge spatiale elle-même. Cette d.d.p. provoque le passage d'un faible courant de grille dans R_g. En raison de la valeur ohmique très grande de R_g, ce courant, bien que très faible, produit une certaine chute de tension à ses bornes: c'est ainsi qu'on obtient la tension de polarisation.

Polarisation mixte — Un autre moyen de polarisation d'un tube amplificateur est indiqué sur la **figure 5**, il combine les caractéristiques de la polarisation fixe et de la polarisation automatique. Dans la section **A** de la figure, la polarisation fixe (par la pile) est de —5 volts et la polarisation par la cathode est de —4 volts. La polarisation totale est donc égale à leur somme, soit —9 volts. Dans la section **B**, par contre, la polarisation fixe est toujours de —5 volts, mais la polarisation automatique (par courant grille) est seulement de —2 volts. La polarisation totale est donc de —7 volts.

Le montage de la **figure 6** constitue, enfin, un dernier procédé de polarisation. La résistance de grille, R_g, est reliée à l'extrémité d'une résistance R placée en série dans le pôle négatif de l'alimentation anodique. L'extrémité de cette résistance R allant au négatif de l'alimentation est négative par rapport à la masse. La grille étant reliée à cette extrémité se trouve à un potentiel négatif par rapport à la cathode qui, elle, est reliée directement à la masse.

Le calcul de la résistance R, placée en série dans le négatif de l'alimentation, devra être fait en tenant compte non seulement du courant anodique de la lampe à polariser, mais également de l'intensité absorbée par tous les autres circuits alimentés par la même source; ceci est évident, étant donné que tous les courants passent dans cette résistance.

CLASSES D'AMPLIFICATION

Amplification classe A — Si la grille d'une lampe amplificatrice est polarisée de telle sorte que son courant anodique passe pendant tout le cycle alternatif du signal, l'étage est appelé « amplificateur classe A ». Le fonctionnement d'une lampe en classe A est illustré par la courbe caractéristique E_g-I_p, de la **figure 1-B**, sur laquelle il est facile de voir que le courant anodique se manifeste aussi bien durant les alternances positives que pendant les alternances négatives du signal appliqué sur la grille.

L'amplificateur classe A est employé lorsqu'on désire que le signal de sortie soit l'exacte reproduction, amplifiée, du signal d'entrée reçu sur la grille du

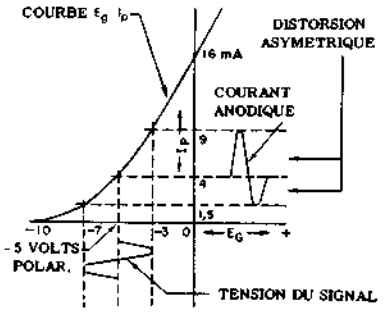


Fig. 7 A - Distorsion produite par une polarisation incorrecte. Dans ce cas, la lampe fonctionne sur une partie non-linéaire de sa courbe caractéristique.

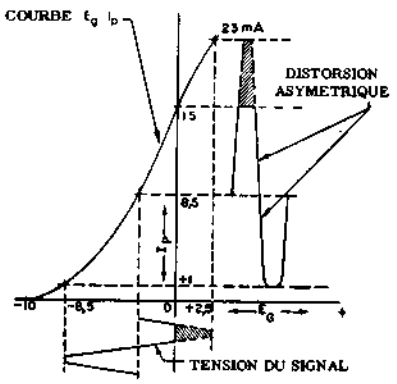


Fig. 7 B - Distorsion produite par un signal d'amplitude excessive.

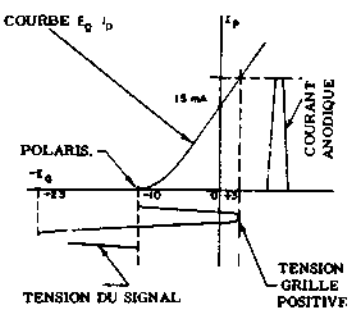


Fig. 8 - Courbe d'amplification en classe. B. I_p ne passe que pendant les alternances positives du signal d'entrée.

tube. Il en résulte que la grille doit être polarisée à une tension négative telle que la lampe fonctionne uniquement dans la partie rectiligne de sa caractéristique E_g-I_p.

Dans cette classe, une distorsion du signal apparaît lorsque la polarisation n'a pas une valeur correcte ou, encore, lorsque l'amplitude du signal appliqué sur la grille est excessive. La **figure 7-A** montre la distorsion produite par une polarisation trop forte. Elle est due au fait que la lampe ne fonctionne pas dans la partie rectiligne de la courbe caractéristique. La section **B** de la figure 7 montre un cas de distorsion produit par un signal d'amplitude trop grande. L'amplitude de ce signal est telle que la grille devient positive pendant une partie de l'alternance positive, d'où production d'un courant grille, et que le courant anodique se trouve supprimé pendant une partie de l'alternance négative. Naturellement ceci n'a lieu que pendant les pointes du signal. Quand la grille devient positive par rapport à la cathode, le courant grille qui se produit est fourni par l'étage pilote, c'est-à-dire l'étage précédent; étant donné qu'en général, ce dernier n'est pas en mesure de fournir un tel courant, on constate ce que l'on appelle une « limitation de grille ». Le résultat est que le signal d'entrée est dissipé dans l'impédance grille et que les crêtes positives sont, en conséquence, tronquées.

Les amplificateurs classe A se caractérisent par une faible distorsion, une faible puissance modulée et un rendement plaque peu élevé (variant entre 20 et 35%).

Les amplificateurs de tension fonctionnent généralement en classe A.

Amplification classe B — Lorsque la grille de commande d'une lampe amplificatrice est polarisée au « cut-off », c'est-à-dire à une valeur telle que le courant anodique de repos soit nul, ce courant anodique ne passera que pendant les alternances positives du signal, pendant lesquelles la grille est débloquée; on dit que le tube fonctionne en amplificateur classe B.

Ce mode de fonctionnement est illustré sur la courbe de la **figure 8**. On note que le courant plaque d'un amplificateur classe B ne passe que pendant les alternances positives du signal alternatif appliqué sur la grille. Il en résulte que les variations du courant anodique ne reproduisent pas la forme d'onde du signal appliqué sur la grille. La lampe fonctionne à la manière d'une redresseuse à une alternance.

Le signal appliqué à la grille d'une lampe amplificatrice classe B est normalement d'une amplitude plus grande que celui qui est appliqué à un amplificateur classe A. Cette amplitude est telle que la grille devient positive par rapport à la cathode et qu'il y a formation d'un courant grille.

Ce mode d'amplification est employé dans les amplificateurs Basse Fréquence de puissance car il assure un rendement élevé, de l'ordre de 50 à 60%. Un tel rendement est rendu possible par le fait qu'en l'absence de signal, le courant plaque étant nul, la lampe ne dissipe aucune puissance. Cela signifie que l'on peut obtenir une plus grande puissance modulée, pour une même puissance alimentation, qu'avec un amplificateur classe A. La classe B est donc utilisée chaque fois que l'on désire obtenir une puissance de sortie relativement élevée dans le circuit de charge.

Quand on amplifie un signal de fréquence acoustique (B.F.), on désire généralement obtenir une reproduction sans distorsion. Pour éviter la distorsion importante produite par une seule lampe fonctionnant en classe B, on utilise deux lampes montées en push-pull. Le fonctionnement de ce montage sera décrit plus loin.

Amplification classe AB — On peut réaliser un compromis entre la classe A (faible distorsion, mais rendement médiocre) et la classe B (haut rendement, mais forte distorsion). Il consiste à polariser la grille de la lampe amplificatrice de telle sorte que le point de fonctionnement se situe entre ceux des deux classes (A et B); pour cela, les lampes sont fortement polarisées, mais non jusqu'au point de « cut-off ». On réalise ainsi un amplificateur classe AB.

Cette classe se subdivise: 1° Si le signal appliqué aux grilles est maintenu à une amplitude assez faible pour que le courant grille ne prenne pas naissance, on est en classe AB_1. Si, par contre, l'amplitude du signal est telle qu'un courant grille prenne naissance pendant

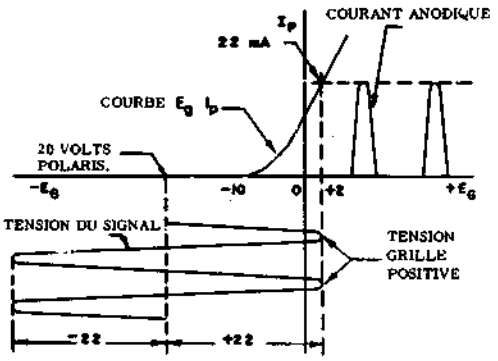


Fig. 9 - Courbe d'amplification en classe C. Le courant anodique n'apparaît que pendant les pointes des alternances positives du signal d'entrée.

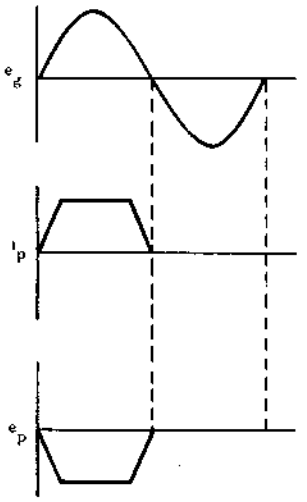


Fig. 10 - Aspect typique de la distorsion d'amplitude.

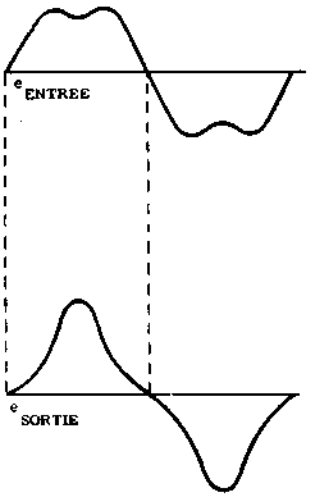


Fig. 11 - Aspect typique de la distorsion de phase.

les pointes positives, on est en classe AB_2.

Amplification en classe C — Lorsque la tension de polarisation de la grille d'une lampe amplificatrice est beaucoup plus élevée que la valeur de « cut-off », la lampe fonctionne en classe C. Ces conditions sont illustrées par la **figure 9**; on notera que, dans ce cas, la tension de polarisation est de —20 volts, soit le double de la tension nécessaire pour annuler le courant anodique. Dans ces conditions, le courant anodique ne passera que pendant la partie de l'alternance positive du signal qui dépasse la tension de cut-off. En d'autres termes, la lampe ne débitera que pendant les pointes des alternances positives du signal.

La courbe montre que l'amplitude du signal doit être beaucoup plus grande que la tension de polarisation du tube.

Presque tous les étages amplificateurs de puissance haute fréquence des émetteurs fonctionnent en classe C. Les circuits accordés employés comme charge anodique dans des amplificateurs convertissent la forme d'onde de la tension de sortie en une forme sinusoïdale, grâce à l'effet de « volant ».

Le fonctionnement en classe C assure un rendement élevé, variant entre 70 et 85%. Cette efficacité est due au fait que le courant anodique ne passe que pendant une petite partie de chaque cycle. Les amplificateurs classe C ne sont jamais employés pour l'amplification BF en raison de la forte distorsion qu'ils produisent.

DISTORSION

Il existe, dans les amplificateurs, trois sortes différentes de distorsions: la distorsion d'amplitude, de fréquence et de phase.

La distorsion d'amplitude est provoquée par le fonctionnement dans une partie non linéaire de la courbe caractéristique du tube (figures 5 et 6). Dans les amplificateurs Basse Fréquence, la polarisation nécessaire au fonctionnement en classe A doit avoir une valeur telle que la tension du signal ne puisse faire varier la tension de la grille que dans les limites de la partie droite de la caractéristique E_g - I_p.

La distorsion de fréquence se produit lorsque toutes les fréquences composant les signaux d'entrée ne se retrouvent pas également amplifiées à la sortie de l'amplificateur. Ce type de distorsion peut être évité par l'utilisation de composants de valeurs convenables et par une étude correcte de tout le circuit.

Enfin, la distorsion de phase a lieu lorsque les rapports des phases des diverses fréquences contenues dans le signal d'entrée sont changés, de telle sorte que la forme d'onde du signal de sortie est différente de celle d'entrée, bien que toutes les fréquences soient amplifiées correctement en amplitude.

Les distorsions de fréquence et de phase, dans les amplificateurs Basse Fréquence, sont particulièrement prononcées aux deux extrémités (la plus basse et la plus haute) de la gamme des fréquences à amplifier. Ceci est dû au fait que les composants du circuit se comportent comme s'ils étaient placés en parallèle sur la charge, aux fréquences élevées, et comme des résistances en série avec elle, aux fréquences les plus basses. Dans les deux cas, l'impédance « shunt » ou série a pour effet de produire une certaine atténuation du signal aux deux extrémités de la bande.

Nous n'entrerons pas plus avant pour l'instant dans ce sujet, car la distorsion — question importante — sera étudiée en détail dans une prochaine leçon.

FONCTIONNEMENT D'UN ETAGE PUSH-PULL

Un étage d'amplification en push-pull (montage symétrique) est constitué par deux lampes auxquelles on applique, sur leurs grilles, des signaux déphasés de 180°; il en résulte que les signaux amplifiés recueillis sur les plaques sont également déphasés de 180° entre eux. Un étage push-pull peut fonctionner en classe A, en classe AB ou en classe B. On les utilise fréquemment dans les amplificateurs Basse Fréquence car ils permettent d'obtenir moins de distorsions, une puissance modulée plus grande et un meilleur rendement que les étages amplificateurs à lampe unique.

La **figure 10** représente un circuit amplificateur push-pull à triodes. Comme on peut le voir le montage est

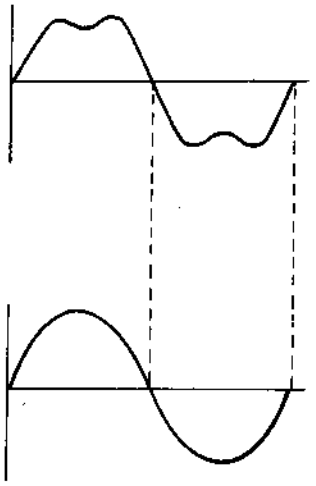


Fig. 12 - Aspect typique de la distorsion de fréquence.

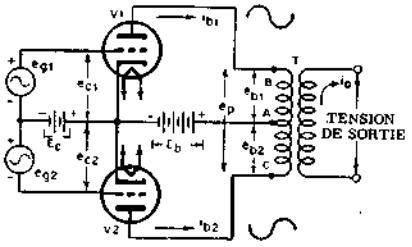


Fig. 13 - Montage d'amplificateur symétrique ou en « push-pull ». Les tensions recueillies sur les deux plaques sont de phases opposées et se combinent dans le transformateur. Les circuits de ce genre sont souvent employés dans les amplificateurs Basse Fréquence, puisqu'ils permettent un fonctionnement avec un minimum de distorsion.

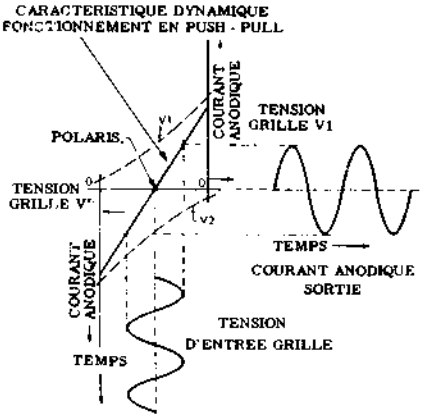


Fig. 14 - Caractéristique dynamique globale de deux lampes en push-pull.

symétrique et les parties (supérieure et inférieure) sont identiques. De même, les deux triodes V1 et V2 doivent être d'un même type et avoir, par conséquent des caractéristiques similaires. Les deux signaux appliqués sur les grilles, e_{g1} et e_{g2} ont la même amplitude et la même fréquence (à chaque instant), mais sont déphasés de 180° entre eux. Les tensions de polarisation et les tensions anodiques sont fournies par des alimentations communes aux deux lampes. Le transformateur T constitue la charge de l'amplificateur; son primaire comporte une prise médiane (point A) de telle sorte que les tensions de sortie, e_{b1} et e_{b2}, ont la même amplitude. Les courants anodiques, i_{b1} et i_{b2}, sont également de même intensité.

Les symboles représentant les divers courants et tensions sont les mêmes que ceux utilisés pour les montages à une seule lampe, l'indice « 1 » étant employé pour désigner ceux concernant la lampe V1, tandis que l'indice « 2 » désigne ceux de la lampe V2. Par exemple, e_{g1} est la valeur instantanée de la tension du signal appliqué sur la grille de V1; i_{b2} est la valeur instantanée du courant anodique passant dans le circuit plaque du tube V2, et ainsi de suite. La tension instantanée au xbornes de l'enroulement primaire tout entier est e_p. La valeur instantanée du courant passant dans le secondaire est i_o.

Lorsqu'aucun signal n'est appliqué à l'entrée du circuit push-pull, le courant passant dans le secondaire du transformateur T, c'est-à-dire i_o, est nul. En effet, étant donné que la composante continue du courant anodique ne peut induire aucune tension dans le secondaire du transformateur, le courant secondaire doit être nul. Le courant continu de plaque (courant de repos) de la lampe V1 va — c'est bien connu — de la cathode vers la plaque, passe dans la moitié supérieure de l'enroulement primaire (du point B au point A), puis retourne à la cathode de V1. Le courant anodique de V2 va également de sa cathode vers sa plaque, passe dans la moitié inférieure du primaire de T (du point C au point A) et retourne également à la cathode.

Les points B et C sont tous deux portés à un même potentiel négatif, puisque les intensités des courants anodiques correspondants sont égales. Les champs magnétiques ainsi produits se neutralisent entre eux, ce qui évite la saturation du noyau magnétique.

Lorsque deux signaux alternatifs sinusoïdaux, e_{g1} et e_{g2}, sont appliqués aux grilles respectives, deux courants anodiques sinusoïdaux, i_{b1} et i_{b2}, passent dans le primaire du transformateur T. Les signaux appliqués aux deux grilles étant déphasés de 180°, l'un par rapport à l'autre, les deux courants anodiques sont également déphasés de 180° entre eux.

Pendant l'alternance positive de i_b, le point B du primaire devient plus négatif par rapport à A. Dans le même temps, la baisse d'intensité de i_{b2} fait que le point C devient moins négatif, par rapport à A, de la même valeur. On en déduit que la tension aux bornes du primaire tout entier e_p est égale à deux fois la valeur de e_{b1} ou de e_{b2}. On a donc: $e_p = e_{b1} + e_{b2}$.

Pendant l'alternance suivante, toutes les polarités s'inversent, mais la relation ci-dessus reste encore valable, de même qu'elle reste valable pour toutes les valeurs instantanées des courants anodiques.

Le transformateur T permet de coupler l'étage amplificateur push-pull au circuit extérieur d'utilisation.

Une des méthodes courantes pour obtenir un déphasage de 180° entre les deux signaux à appliquer sur les grilles de V1 et de V2, est le montage à transformateur dont le primaire est relié à la source du signal à amplifier. Celle-ci peut être soit une lampe constituant un étage préliminaire d'amplification, soit toute autre source. Le secondaire du transformateur de liaison comporte une prise médiane et les extrémités de l'enroulement sont reliées respectivement aux grilles de V1 et de V2. La prise médiane est reliée au pôle négatif de la tension de polarisation.

Si l'on applique une tension alternative sinusoïdale aux bornes du primaire de ce transformateur, on recueille deux tensions sinusoïdales au secondaire. Celles-ci sont déphasées de 180° entre elles, en raison de la présence de la prise médiane qui constitue, en fait — nous le savons — le point neutre. En conséquence, pen-

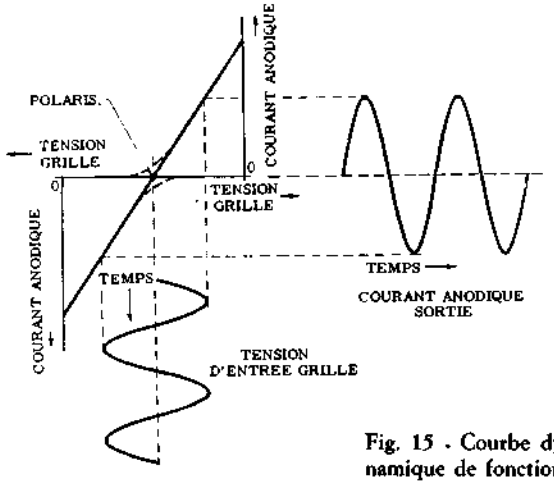


Fig. 15 - Courbe dynamique de fonctionnement d'un amplificateur push-pull classe B.

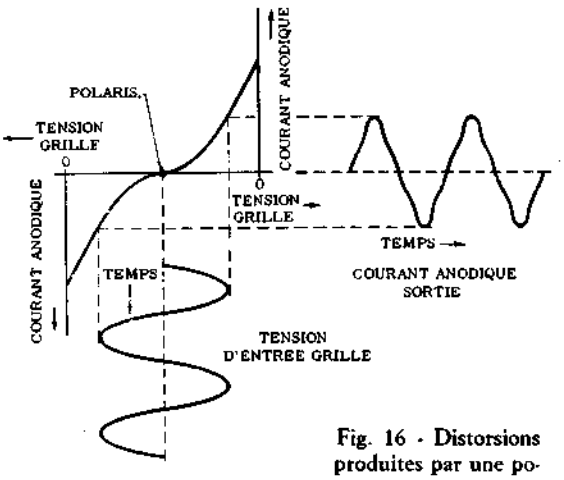


Fig. 16 - Distorsions produites par une polarisation trop forte des grilles (au point de cut-off).

dant qu'une des extrémités du secondaire est portée à la tension positive maximum, l'autre extrémité est négative, et réciproquement.

Caractéristiques dynamiques pour le fonctionnement en push-pull

La caractéristique dynamique d'un ensemble de deux lampes montées en symétrique (fonctionnement en push-pull) se déduit des caractéristiques dynamiques individuelles des deux lampes. La **figure** 11 montre la caractéristique dynamique des deux lampes montées en amplificateur push-pull classe A. Elle est obtenue de la façon suivante: la courbe en pointillés marquée V1 représente la caractéristique dynamique d'une des lampes, tandis que celle marquée V2 est la caractéristique dynamique de l'autre. Les deux lampes du montage étant du même type, il est évident que leurs caractéristiques sont identiques. Etant donné que les courants anodiques des deux tubes sont déphasés de 180°, les courbes sonte dessinées déphasées de 180° entre elles, de telle sorte que l'axe horizontal du graphique soit commun à toutes les deux.

Les courbes sont alignées, dans le sens vertical, de manière à ce que le point correspondant à la tension de polarisation d'une des lampes (point de fonctionnement) coïncide avec celui relatif à l'autre.

Par exemple, si $E_g = -5$ volts, cette tension doit correspondre au même point sur les deux axes des tensions grille. La caractéristique dynamique de l'ensemble des deux tubes est obtenue en additionnant algébriquement les valeurs instantanées des courants anodiques, correspondant aux diverses valeurs de la tension du signal de grille.

Dans un étage amplificateur à une seule lampe, fonctionnant en classe A, on a une très faible distorsion de la forme d'onde du courant anodique en raison du fait que le signal appliqué sur la grille reste toujours dans la partie rectiligne de la caractéristique dynamique, Dans le cas du fonctionnement en push-pull, cette distorsion est encore plus faible, car la caractéristique dynamique de l'ensemble des deux lampes est encore plus linéaire.

En projetant divers points de la tension d'entrée (représentée par la sinusoïde de gauche) sur la courbe de la caractéristique dynamique (comme indiqué par les lignes verticales et horizontales en pointillé sur la figure 11), nous obtenons la forme du courant circulant dans le circuit de sortie.

Une des caractéristiques du montage push-pull est qu'il est possible d'admettre de plus grandes variations de la tension d'entrée, sans provoquer pour cela des distorsions appréciables. La raison en est que la caractéristique dynamique reste linéaire sur une plus grande portion de la courbe. Il est évident que puisqu'il est possible d'appliquer des tensions d'entrée plus importantes, on obtiendra une puissance de sortie plus élevée. Le rendement d'un étage push-pull classe A peut atteindre 30%, alors qu'il dépasse rarement 20% pour un étage à lampe unique.

Le montage symétrique (push-pull) classe AB est très fréquemment employé. La caractéristique dynamique d'un tel montage est obtenue comme plus haut (figure 11). Le principal avantage du fonctionnement en classe AB, par rapport à celui en classe A est que la tension grille peut avoir une amplitude encore plus grande, car la courbe caractéristique s'étend sur une plus grande longueur. Il en résulte une puissance de sortie plus grande et un rendement plus élevé (environ 55%).

La **figure 12** montre la caractéristique dynamique d'un étage push-pull classe B. Dans ce cas, la tension de polarisation s'approche du point de cut-off (suppression du courant anodique) encore plus que dans le cas de la classe AB. La forme d'onde du courant anodique est pratiquement exempte de distorsions.

La polarisation du push-pull classe B est inférieure à la tension négative nécessaire pour annuler le courant anodique au repos. Si l'on adoptait cette dernière valeur, la caractéristique dynamique serait en forme de S (voir figure 13), ce qui produirait une très importante distorsion de la forme d'onde du courant plaque. Le fonctionnement en push-pull classe B permet un rendement très élevé, de l'ordre de 60 à 65%.

Leçon n° 53

LE VOLTMETRE A LAMPE

PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT

Le voltmètre à lampe, également appelé voltmètre électronique, est un appareil destiné à mesurer des tensions continues et alternatives; il comporte une ou plusieurs lampes montées dans un circuit contenant un instrument indicateur (galvanomètre).

Les tensions nécessaires au fonctionnement de l'appareil sont fournies par une alimentation, incorporée à l'appareil, qui transforme et redresse la tension alternative du réseau électrique; dans certains cas particuliers (appareils portatifs), ces tensions sont fournies par des piles incorporées à l'appareil.

Pour la mesure des tensions continues élevées, ainsi que des tensions alternatives dans une vaste gamme de fréquences, on adjoint à l'appareil un certain nombre de **sondes** spéciales dont nous étudierons également le fonctionnement et le mode d'utilisation.

La caractéristique la plus importante du voltmètre électronique, par rapport aux autres types de voltmètre, réside dans le fait qu'il permet de mesurer les tensions sans apporter une charge supplémentaire au circuit faisant l'objet des mesures. Les conditions de fonctionnement du montage essayé restent pratiquement inchangées, lors des mesures, car le courant absorbé par le voltmètre à lampe est négligeable. Cette caractéristique est particulièrement importante dans le cas de mesures effectuées dans des circuits parcourus par des courants de faible intensité, dont le fonctionnement serait fortement perturbé par la charge supplémentaire apportée par un voltmètre du type courant qui donnerait, ainsi, des lectures erronées sans grande valeur pratique.

Le voltmètre à lampe peut être employé pour la mesure des courants alternatifs compris dans une gamme s'étendant de 5 ou 10 hertz, à plusieurs centaines de mégahertz. Il existe même des instruments de ce type dont la fréquence de fonctionnement maximum peut atteindre plusieurs milliers de mégahertz; ils servent surtout au contrôle des appareils de Radar.

Le voltmètre électronique est indispensable pour la mesure des tensions faibles dans les circuits à haute impédance: l'impédance d'entrée de ces instruments est très élevée, de l'ordre de 10 mégohms et plus. De ce fait, la consommation de courant par le circuit d'entrée du voltmètre est négligeable lorsqu'on le branche en parallèle sur le circuit à mesurer: la mesure des faibles tensions peut ainsi se faire d'une façon très précise. Ce n'est pas le cas des voltmètres classiques dont l'impédance d'entrée est relativement faible, particulièrement sur les échelles inférieures, et qui constitue une charge supplémentaire, absorbant un courant nullement négligeable et faussant, ainsi, les lectures.

VOLTMETRE A LAMPE ELEMENTAIRE POUR C.C.

Le type le plus simple de voltmètre à lampe est constitué par une diode, un milliampèremètre à courant continu et une résistance de charge reliés en série avec la tension à mesurer, suivant le schéma de la **figure 1**. Lorsqu'une tension de valeur inconnue, E_x de polarité convenable est appliquée aux bornes d'entrée, la plaque de la diode devient positive par rapport à la cathode et un courant passe dans le circuit. L'intensité de ce courant, qui est directement proportionnelle à la tension appliquée, provoque une déviation correspondante de l'aiguille de l'instrument de mesure.

Etant donné que l'impédance d'entrée d'un circuit comportant une diode série est faible, il faut prévoir une résistance de charge pour en augmenter la valeur et diminuer l'influence de la charge supplémentaire apportée au circuit à contrôler. Toutefois, si cette résistance est assez élevée pour obtenir l'impédance nécessaire, il devient indispensable d'utiliser un microampèremètre très sensible pour obtenir une déviation appréciable de l'aiguille sous l'effet des faibles courants circulant dans le circuit. Pour cette raison, la valeur ohmique de la résistance de charge doit être choisie de telle sorte qu'un compromis puisse être réalisé entre la valeur de l'impédance requise et la quantité de courant nécessaire pour obtenir une lecture facile. Ce problème peut être facilement résolu en employant une triode à la place d'une diode.

Le circuit simplifié d'un voltmètre électronique (**figure 2-A**) est composé d'une triode, d'une source de tension anodique, d'une seconde source de tension pour la polarisation de la grille et d'un milliampèremètre à courant continu étalonné de manière à permettre la lecture directe des tensions appliquées entre la grille et la cathode du tube. La lampe reçoit une polarisation négative de 5 volts qui place son point de fonctionnement au cut-off, c'est-à-dire en un point de la caractéristique où le courant anodique cesse de circuler, comme le montre la figure 2-B, représentant la courbe du courant anodique en fonction de la tension de grille. Lorsqu'aucune tension n'est appliquée à la grille, le

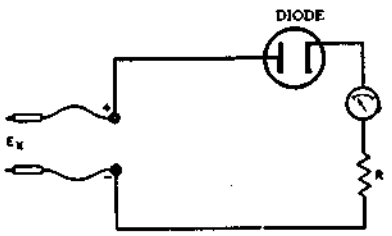


Fig. 1 - Circuit élémentaire d'un voltmètre à lampe. Il est en tout point semblable à celui des voltmètres ordinaires. La seule différence réside dans le fait que le redressement se fait au moyen d'une diode et, dans ce cas, sur une seule alternance.

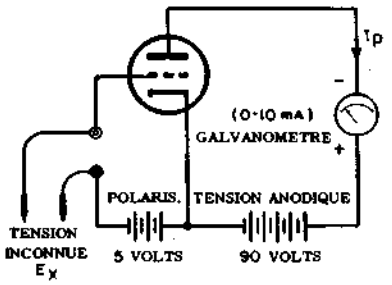


Fig. 2 A - Voltmètre électronique employant une triode fonctionnant en classe B. La grille est polarisée jusqu'à suppression du courant anodique, qui n'apparaît à nouveau que lorsqu'une tension positive est appliquée sur la grille.

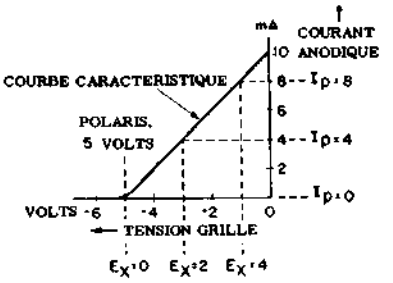


Fig. 2 B - Graphique illustrant le fonctionnement du circuit de la figure 2 A. I_p ne prend naissance que quand la tension à mesurer, E_x, est positive.

courant anodique est nul et l'aiguille du galvanomètre reste au zéro. Dès qu'une tension quelconque est appliquée à la grille son potentiel devient moins négatif, le courant anodique prend naissance et l'aiguille du galvanomètre se déplace sur son échelle.

Etant donné que la tension appliquée, E_x, déplace le point de fonctionnement du tube le long de la partie rectiligne de sa caractéristique, l'augmentation du courant anodique est directement proportionnelle à l'amplitude de la tension d'entrée. Si on applique à l'entrée de l'instrument une tension, E_x, de +2 volts, la tension de polarisation de la grille se trouve réduite à $-5 + 2 = -3$ volts et le courant anodique est de 4 mA; l'aiguille du galvanomètre dévie proportionnellement à l'intensité de ce courant. Ceci est illustré sur la figure 2-B par les lignes en pointillés horizontales et verticales qui rencontrent la courbe caractéristique de la lampe aux points indiqués. Si la tension E_x est de +4 volts, I_p devient 8 mA; toutes les valeurs intermédiaires peuvent être déduites de la courbe caractéristique, pour des tensions E_x comprises entre 0 et +5 volts, et l'échelle du milliampèremètre peut être graduée directement en volts.

Ce circuit triode simplifié n'a qu'un nombre limité d'applications, car il ne peut être employé que pour la mesure de tensions continues inférieures à 5 volts. Les voltmètres électroniques du commerce peuvent mesurer les tensions continues et les tensions alternatives et comporter un certain nombre de gammes allant de quelques millivolts à plusieurs milliers de volts.

VOLTMETRE A LAMPE ELEMENTAIRE POUR C.A.

La **figure 3-A** donne le schéma d'un circuit très simple pouvant convenir à la mesure des tensions alternatives. Bien que ce circuit soit identique à celui utilisé pour la mesure des tensions continues (figure 2-A), il peut — toutefois — être utilisé pour mesurer des tensions alternatives comprises entre 0 et 5 volts, dans une gamme de fréquences assez large.

En l'absence de tension ($E_x = 0$) sur la grille, aucun courant anodique n'apparaît en raison de la tension de polarisation de —5 volts appliquée sur la grille; l'aiguille du galvanomètre reste au zéro. Ceci est mis en évidence sur la courbe caractéristique tension grille/tension plaque de la figure 3-B. Dès qu'une tension alternative est appliquée aux bornes d'entrée, les alternances positives de ce courant réduisent la tension de polarisation en proportion directe de l'amplitude de l'alternance positive et un courant anodique apparaît.

Par contre, la lampe étant polarisée au cut-off, les alternances négatives n'ont aucun effet sur le circuit: en effet, si la polarisation négative de la grille devient supérieure à —5 volts, le courant anodique reste égale à zéro puisqu'il ne peut prendre une valeur plus faible.

Le courant anodique, passant seulement pendant les alternances positives, se présente sous la forme d'impulsions ayant l'allure indiquée sur la figure 3-B.

Par suite de son inertie, l'aiguille du milliampèremètre ne peut suivre ces impulsions et ne peut donc indiquer les valeurs de crête du courant, mais elle indiquera la valeur moyenne de l'intensité du courant anodique. Un examen de la forme d'onde du courant anodique démontre que, pour une valeur de crête des impulsions correspondant au courant anodique maximum, la valeur moyenne est de 3,2 milliampères. En choisissant un galvanomètre donnant sa déviation maximum pour cette intensité, on obtiendra cette déviation en fin d'échelle lorsque la tension de crête des alternances positives de la tension d'entrée sera égale à 5 volts; la tension de polarisation de la grille se trouvant alors réduite à zéro.

L'échelle de l'instrument peut être étalonnée en valeurs de crête de la tension alternative d'entrée, puisque l'intensité du courant passant dans le milliampèremètre est fonction de la tension à mesurer. Les voltmètres électroniques pour C. A. peuvent donc être étalonnés pour mesurer directement les tensions moyenne, efficace ou de crête.

LES SONDES

Les sondes sont des accessoires, conçus pour fonctionner avec un instrument de mesure déterminé, dont

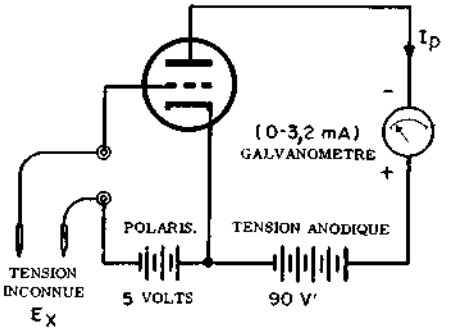


Fig.3 A - Voltmètre à lampe simple pour mesures en c.a. Il est identique au précédent et fonctionne également en classe B. L'alternance positive du signal détermine le passage du courant anodique.

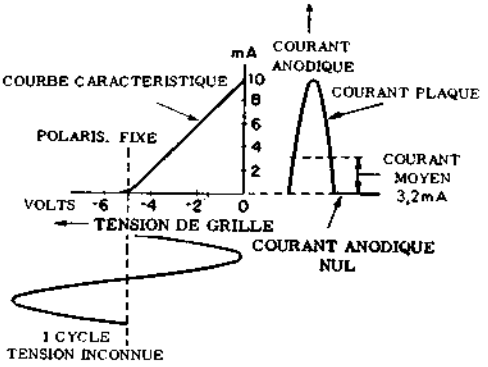


Fig. 3 B - Analyse graphique du fonctionnement du circuit de la figure 3 A. Le courant anodique ne prend naissance que pendant les alternances positives du signal à mesurer.

la fonction est d'étendre les gammes de mesure de l'instrument principal; elles sont reliées à l'entrée du voltmètre au moyen d'un câble souple d'une certaine longueur. Certains types de sondes élèvent ou diminuent la résistance ou la capacité d'entrée de l'instrument; d'autres ont pour fonction d'isoler le voltmètre des tensions continues existant dans le circuit et de réduire la charge supplémentaire apportée par l'instrument lors de mesures en Basse Fréquence ou en Haute Fréquence. D'autres types de sondes, enfin, contiennent des résistances de très grandes valeurs ohmiques et sont destinées, en multipliant les échelles de l'instrument, à la mesure des très hautes tensions.

Dans le cas où la tension à mesurer doit d'abord être redressée avant d'être appliquée à l'entrée de l'instrument, un élément redresseur (diode à vide ou cristal) est incorporé à la sonde elle-même.

Le type de sonde le plus simple, employé avec un voltmètre électronique pour la mesure des tensions continues, est celui comportant une simple résistance en série de valeur ohmique élevée, pouvant être comprise entre 1 et 5 mégohms, la valeur la plus usuelle étant 1 mégohm. Cette résistance a pour effet de rendre minimum la charge supplémentaire apportée par le voltmètre, pendant la mesure, et d'éviter le désaccord du circuit sur lequel on fait une mesure de tension en courant continu.

Dans les sondes employées pour mesurer les courants Haute Fréquence, on utilise un condensateur fixe de faible valeur (0,5 pF) en série avec le circuit d'entrée.

Ce condensateur réduit la capacité d'entrée du voltmètre à une valeur suffisamment faible pour rendre négligeable le désaccord lorsqu'on effectue une mesure sur un circuit oscillant. En outre, cette capacité bloque la composante continue présente dans le circuit, en même temps que le signal, évitant ainsi de commettre une erreur de lecture.

La sonde à cristal de germanium présente la caractéristique importante de donner une réponse uniforme dans une large gamme de fréquence, ainsi que d'avoir une très faible capacité d'entrée: elle est employé principalement pour la mesure de tensions de fréquence très élevée. Elle présente, toutefois, l'inconvénient de n'admettre que des tensions relativement faibles.

TYPES USUELS DE VOLTMETRES ELECTRONIQUES

Voltmètre électronique à redresseur-amplificateur

La **figure 4** donne le schéma fonctionnel d'un voltmètre à lampe destiné aux mesures sur les appareils utilisés pour les communications Radio; le schéma de principe en est donné par la **figure 5**. Il peut mesurer les tensions continues et alternatives sur diverses sensibilités par l'adjonction de multiplicateurs extérieurs.

La partie amplificatrice du voltmètre comprend deux triodes, V_2 et V_3, montées dans un circuit équilibré, appelé également circuit « différentiel ». La sensibilité du galvanomètre est de 200 micro-ampères c.c. Pour la mesure des tensions alternatives, on fait usage d'une sonde spéciale, contenant un redresseur de courant, reliée à l'entrée du voltmètre électronique par un câble blindé de faible longueur. Les tensions nécessaires au fonctionnement des deux tubes sont fournies par une alimentation incorporée à l'appareil (non figurée sur le schéma, dans un but de simplification) et chaque sensibilité de l'instrument, aussi bien en c.c. qu'en c.a. sont choisies au moyen d'un contacteur monté sur le panneau avant de l'appareil.

Le schéma électrique (figure 5), montre qu'il s'agit d'un amplificateur équilibré pour courant continu. Le système de commutation permet la mesure des tensions continues négatives dans la position illustrée par la section **A** de la figure 5 et des tensions continues positives dans la position de la figure 5-**B**. La tension d'alimentation de 300 volts est divisée de telle sorte que les plaques des deux triodes reçoivent une tension positive de 150 volts, à travers le potentiomètre R_5, tandis que leurs cathodes reçoivent une tension négative. Le potentiomètre R_5 sert à la mise au zéro de l'appareil et peut être réglé au moyen d'un bouton de commande placé sur le panneau avant de l'appareil. Par ce réglage on peut compenser les différences

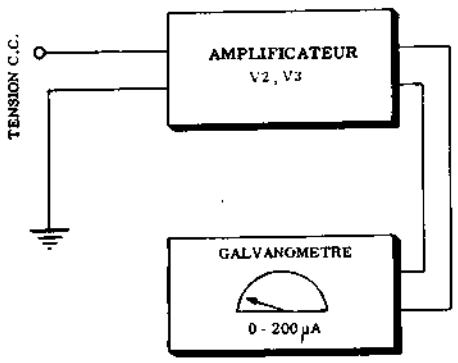


Fig. 4 A - Schéma synoptique d'un voltmètre amplificateur. Le voltmètre proprement dit est précédé d'un amplificateur permettant la mesure des faibles tensions, non-mesurables avec un voltmètre ordinaire.

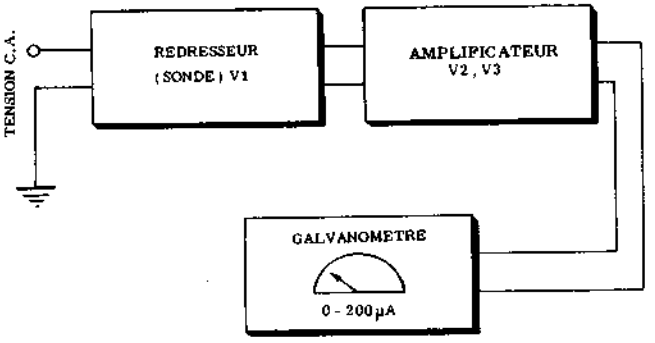


Fig. 4 B - Schéma synoptique d'un voltmètre amplificateur plus complet que le précédent. Il comporte, en plus des éléments de l'autre appareil, une sonde renfermant un redresseur. Celui-ci peut être une diode à vide ou à cristal; elle permet les mesures en courant alternatif.

eventuelles dans les caractéristiques des deux lampes.

Le milliampèremètre à courant continu est branché en série avec les résistances R_A et R_B nécessaires pour le tarage des échelles; le circuit en série constitué par le galvanomètre et des deux résistances est branché entre les deux cathodes.

Si les tensions d'alimentation des deux plaques sont égales, et qu'aucune tension n'est appliquée aux bornes d'entrée du voltmètre, les deux courants anodiques sont égaux. Etant donné que des courants égaux passent dans les deux résistances de cathodes (qui sont d'égale valeur), une même chute de tension se développe à leurs bornes et, les cathodes étant portées au même potentiel, l'instrument reste au zéro. Quand une tension de valeur inconnue est appliquée à la grille d'une des lampes, il se produit une différence entre les deux courants anodiques (un tube débitant plus que l'autre), ce qui entraîne un déséquilibre du circuit et le passage d'un courant dans le galvanomètre. En étalonnant convenablement ce dernier, la déviation de l'aiguille peut être rendue proportionnelle à la tension appliquée à l'entrée de l'appareil.

Par exemple, si l'on applique à la grille de V_2 (circuit de la figure 5-A) une tension négative de 10 volts, le débit de ce tube diminue, la chute de tension dans la résistance R_{23} devient moins forte et la cathode de V_3 devient plus positive que celle de V_2. Dans ce cas une certaine intensité de courant passe de la cathode de V_2 à celle de V_3, traverse le galvanomètre et les résistances de tarage, ce qui entraîne une déviation de l'aiguille. Etant donné que cette déviation est proportionnelle à la tension appliquée à la grille de la lampe, la position de l'aiguille peut être marquée « 10 volts » sur l'échelle de l'instrument.

Si la tension inconnue est de polarité positive, elle est appliquée à la grille de V_3 comme le montre la figure 5-B. Dans ce cas, la tension positive appliquée à la grille rend plus positive la cathode de V_3 que celle de V_2, et le nouveau courant passe dans le galvanomètre de V_2 vers V_3. Le passage de ce courant se fait toujours dans le même sens, que la tension d'entrée soit positive ou négative, à la condition d'appliquer cette tension soit à la grille d'une lampe, soit à celle de l'autre, ce qui se fait au moyen d'un contacteur à deux directions. La grille de la lampe qui ne reçoit pas la tension à mesurer est reliée à la masse.

Les diverses sensibilités de l'appareil sont obtenues au moyen d'un contacteur mettant en série avec le galvanomètre un certain nombre de résistances convenablement choisies. Une de ces résistances est précisément celle marquée R_A, qui est toujours de valeur fixe, tandis que l'autre, R_B, est rendue variable pour permettre d'obtenir le zéro de l'appareil. Ces résistances jouent le rôle de multiplicateurs d'échelle et, lorsque la tension à mesurer augmente, la résistance R_A doit augmenter également de valeur, de telle sorte que l'intensité du courant passant dans le galvanomètre soit limitée à 200 microampères, qui est l'intensité requise pour la déviation maximum.

Ce circuit est très stable aux échelles les plus élevées, mais pour celles inférieures à 3 volts (en fin d'échelle), la résistance R_A en série avec l'instrument devient faible et la stabilité du circuit s'en ressent.

Pour la mesure des tensions alternatives, on utilise une sonde contenant une double diode qui redresse la tension avant quelle ne soit appliquée à l'entrée du circuit amplificateur, comme le montre la **figure 6**. Bien que sur le schéma cette diode soit représentée à proximité des bornes de l'amplificateur, elle est, en réalité, placée à l'intérieur d'une sonde reliée au voltmètre par un câble blindé d'une certaine longueur.

La tension alternative à mesurer est appliquée à une des deux diodes, à V_{1-A}, tandis que l'autre diode, V_{1-B}, est reliée à la grille de V_3.

Quand aucune tension n'est appliquée à la diode redresseuse (V_{1-A}), la plaque de celle-ci se trouve être portée à une tension d'environ —1 volt par rapport à la masse. Cette faible tension est due au « potentiel de contact » et résulte du fait que certains électrons se détachent de la cathode incandescente avec une vitesse suffisante pour atteindre la plaque. Le mouvement de ces électrons produit une chute de tension de 1 volt

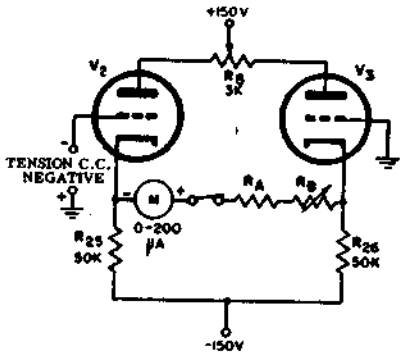


Fig. 5 A - Voltmètre électronique à circuit équilibré, pour la mesure des tensions négatives. La résistance R_B peut prendre diverses valeurs ohmiques, au moyen d'un contacteur, pour obtenir diverses sensibilités.

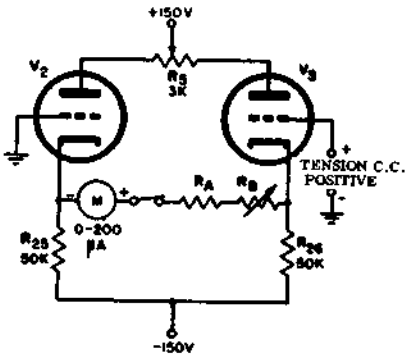


Fig. 5 B - Le même circuit que le précédent, mais adapté à la mesure des tensions continues positives. Le passage d'un circuit à l'autre se fait au moyen d'un contacteur spécial.

environ, dans la résistance d'anode, qui est transmise à la grille de V_2, provoquant ainsi le déséquilibre du circuit amplificateur. Pour rétablir cet équilibre, on applique un potentiel égal sur la grille de V_3, en la reliant à la deuxième diode (V_{1-B}). La valeur exacte du potentiel de contact nécessaire pour compenser l'effet de la tension présente sur la grille de V_2 est réglée au moyen du potentiomètre R_3 qui doit être ajusté pour obtenir le zéro de l'instrument de mesure.

La diode V_{1-A} redresse une alternance du courant et ce courant redressé, passant dans R_1 et R_4, rend négative la grille de V_2. Cette tension négative détruit l'équilibre du circuit et provoque le passage d'un courant, proportionnel à la tension alternative appliquée, dans le galvanomètre. Le condensateur C_2 filtre la tension redressée et C_1 sert à bloquer une éventuelle composante continue présente dans la tension à mesurer.

Des séries de résistances de tarage sont nécessaires pour chaque sensibilité en c.a. L'échelle de l'instrument, pour la sensibilité inférieure à 300 volts, n'est pas linéaire car la diode ne permet pas d'obtenir un redressement linéaire aux faibles tensions.

En logeant le redresseur dans la sonde, on peut ainsi employer l'amplificateur à courant continu pour toutes les mesures en courant alternatif. Du fait que les tensions alternatives sont redressées dans la sonde elle-même, on peut effectuer des mesures dans une vaste gamme de fréquences, car la capacité et l'inductance du câble de liaison n'ont aucun effet pratique sur les tensions continues qu'il transporte.

Voltmètre électronique amplificateur

Bien que le voltmètre redresseur-amplificateur décrit ci-dessus puisse servir à la mesure des tensions dans une large gamme de fréquences, sa sensibilité propre est insuffisante pour permettre la mesure de tensions très faibles, de l'ordre du millivolt.

On peut remédier à cela en faisant précéder l'élément redresseur d'un ou de plusieurs étages amplificateurs; il est alors possible de mesurer pratiquement des tensions de l'ordre du microvolt. Toutefois, en raison de la non-linéarité de l'amplificateur, dont la tension de sortie varie avec la fréquence, le voltmètre électronique amplificateur ne peut servir, sauf précautions spéciales, aux mesures sur des fréquences très élevées. Par contre il peut se révéler très utile pour les mesures en Basse Fréquence et, en Haute Fréquence, il peut encore être employé jusqu'à quelques mégahertz.

Selon le type de montage utilisé, et selon son utilisation, le voltmètre électronique prend le nom de voltmètre pour Basse Fréquence, voltmètre logarithmique ou voltmètre à large bande.

Le montage de la **figure 7** permet des mesures sur diverses échelles, allant de 1 millivolt à 100 volts, et se caractérise par l'emploi de deux étages amplificateurs placés devant le redresseur. L'échelle la plus élevée peut d'ailleurs être étendue, par l'adjonction de multiplicateurs, jusqu'à des tensions de plusieurs milliers de volts. La gamme de fréquence utile s'étend de 10 hertz à 150 kilohertz. Pour simplifier le schéma, on a représenté des triodes, dans les étages amplificateurs, mais, en réalité, ce sont des pentodes qui sont utilisées dans les réalisations pratiques.

Immédiatement après son amplification, la tension d'entrée est redressée par un élément redresseur à oxyde, et l'aiguille du galvanomètre indique une déviation proportionnelle au courant redressé. Une partie de la tension de sortie est renvoyée sur une extrémité de la résistance R_1, reliée à la cathode de V_2, pour améliorer la stabilité de fonctionnement de l'ensemble (contre-réaction).

La tension à mesurer est appliquée sur la grille de V_1 à travers un atténuateur (diviseur de tension), elle est amplifiée par le premier étage. Cette tension amplifiée est transmise au second étage, par un circuit résistance-capacité, qui l'amplifie à nouveau. Enfin, cette tension amplifiée est transmise au circuit final, à travers le condensateur C, composé du redresseur et du galvanomètre.

La résistance R_2 limite l'intensité du courant passant dans le galvanomètre. Lorsque la tension appliquée au condensateur C est positive, il se produit un passage de courant dans le circuit redresseur. En même

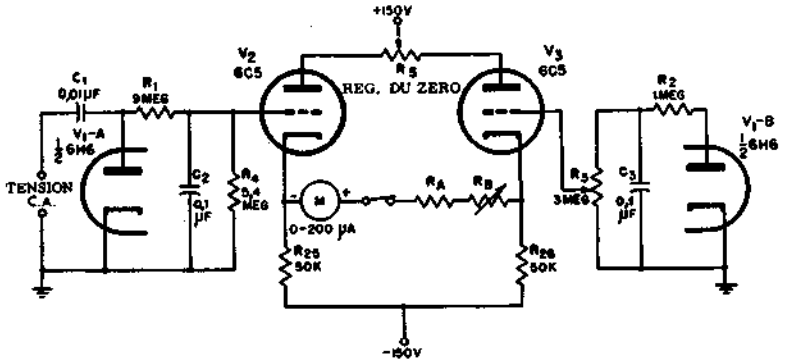


Fig. 6 - En ajoutant un élément redresseur (dans ce cas, une double diode contenue dans une sonde), il est possible de compléter un circuit du type illustré sur les figures 5 A et 5 B, le rendant apte à la mesure des tensions alternatives. R_B peut toujours être commutée pour changer de sensibilité.

temps, la tension développée aux bornes de R_1 augmente la polarisation négative de V_1 réduisant le gain total de l'étage amplificateur correspondant, ce qui a pour effet d'améliorer la stabilité de l'ensemble.

Voltmètre électronique à lecture inverse

La **figure 8** montre le schéma de principe d'un voltmètre électronique à lecture inverse, dont l'emploi est limité à certaines applications spéciales. Avec ce type de voltmètre la lecture n'est pas directe, comme dans les types d'instruments décrits plus haut.

Le potentiomètre, R_1, qui détermine la tension inverse, est d'abord réglé de telle sorte que le galvanomètre reste au zéro. Ceci étant fait, on court-circuit les bornes d'entrée et le potentiomètre, R_2, marqué « réglage du zéro », est réglé jusqu'à ce que la déviation minimale soit obtenue (1/10 à 1/20 de l'échelle). Après avoir procédé à ce réglage, on agit à nouveau sur R_1 pour appliquer une tension fortement négative sur la grille de la lampe; ceci pour éviter une surcharge de l'instrument dans le cas ou la tension d'entrée serait trop forte.

Enfin, on applique la tension à mesurer aux bornes d'entrée de l'appareil. Cette tension a pour effet d'annuler, en tout ou partie, la tension de polarisation de la grille et, en conséquence, d'augmenter l'intensité du courant anodique. Pour calculer, ou évaluer, la valeur de la tension d'entrée, on règle le potentiomètre R_1 jusqu'à ce que le courant anodique retrouve son intensité initiale (égale à 1/10 ou 1/20 de l'échelle) obtenue en l'absence de tension à l'entrée de l'appareil. A ce moment, le voltmètre VM indique directement la tension d'entrée, puisque cette tension inconnue et la tension inverse qui annule le courant anodique, doivent être égales. Dans ce montage, la mesure de la tension inconnue se fait en mesurant la tension inverse (facilement mesurable) qu'il faut appliquer à la lampe pour retrouver le courant anodique de repos.

Pour des raisons évidentes d'économie, dans certains types de voltmètres de ce genre, il est fait usage d'un seul galvanomètre qui sert à indiquer le courant anodique de V, et, par conséquent d'effectuer le réglage de R_2 annulant ce courant. On supprime le voltmètre VM et, dans ce cas, la tension inconnue est mesurée par la position du bouton du potentiomètre R_1 pourvu d'un cadran étalonné en volts.

Voltmètre électronique accordé

Bien que les voltmètres à lampes fonctionnent correctement et avec une bonne précision dans une large gamme de fréquence, il est parfois indispensable de disposer d'un appareil sélectif fonctionnant dans une gamme étroite. Pour obtenir une plus grande sensibilité, on peut placer un ou plusieurs étages **accordés** devant le circuit redresseur. Chaque circuit peut s'accorder dans une gamme déterminée et, de cette façon, n'importe quelle fréquence contenue dans cette gamme peut être sélectionnée et son amplitude mesurée. Ce type de voltmètre trouve son application dans les analyseurs de signaux (signal tracers), les analyseurs d'harmoniques et autres appareils analogues.

UTILISATION DU VOLTMETRE A LAMPE

Le voltmètre à lampe est un appareil très sensible et, comme tel, peut être détérioré lorsqu'il est soumis à des tensions supérieures au maximum prévu. C'est pourquoi, on doit toujours commencer par faire les mesures en partant de l'échelle la plus élevée de l'appareil. Si la déviation de l'aiguille est insuffisante pour permettre une lecture précise, il est alors possible de passer sur une autre échelle, sans risques pour l'instrument.

Les sondes employées pour la mesure des tensions très élevées, doivent toujours être tenues par l'extrémité de leur manche isolant; ceci diminue le risque de recevoir des secousses désagréables ou dangereuses, en même temps qu'il réduit l'effet capacitif de la main de l'opérateur sur les éléments du circuit. Lorsque cela est possible, il est bon de relier la sonde au circuit à mesurer avant de le mettre sous tension. Les tensions continues élevées, lorsqu'elles sont présentes dans un circuit à courant alternatif, chargent le condensateur de couplage d'entrée de l'instrument,

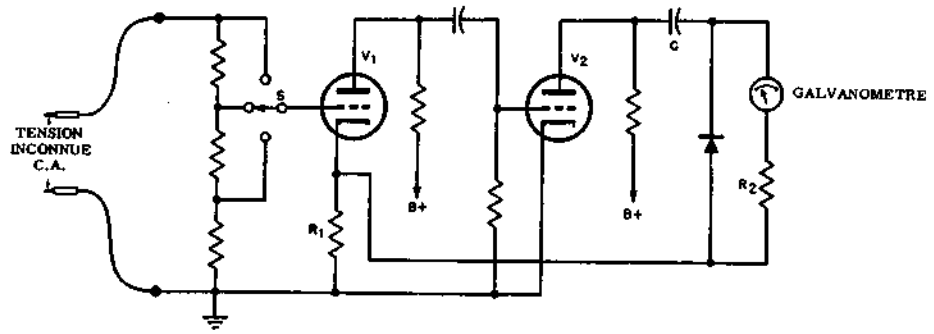


Fig. 7 - Dans ce montage l'élément redresseur est précédé de deux étages amplificateurs. Ils permettent de mesurer de très faibles tensions (à partir de 1 mV) et, au moyen de l'atténuateur d'entrée, de mesurer également des tensions pouvant aller jusqu'à 100 V.

ce qui a pour effet d'exposer l'opérateur à des secousses électriques désagréables s'il vient à toucher, en même temps, la pointe de la sonde et une masse. Pour décharger ce condensateur et éviter, ainsi, cet inconvénient, il faut toujours mettre en contact la pointe de la sonde avec la masse, après chaque mesure.

Les autres précautions importantes à observer lors des mesures sur des tensions élevées, sont les suivantes :

1) Avant de faire une mesure quelconque, repérer tous les points du montage soumis à des tensions importantes.
2) Travailler en gardant toujours une main dans la poche.
3) S'assurer qu'aucune partie du corps n'est en contact avec la masse.
4) Se souvenir que n'importe quel point d'un appareil défectueux peut être porté à un haut potentiel, c'est pourquoi, en cas de doute, il convient toujours d'employer la sonde.
5) Pour la mesure des courants (intensités) dans les circuits à haute tension, interrompre toujours le circuit du côté de la masse.

Lorsqu'on utilise une sonde pour faire des mesures en Haute Fréquence, son point de masse doit être le plus voisin possible du point de mesure. Les fils de liaison, même s'ils sont courts, provoquent toujours une certaine chute de tension en HF. Pour cette raison, il est indispensable de placer la pointe de touche de la sonde exactement sur le point où doit se faire la mesure et, comme nous venons de le dire, de relier la masse de la sonde au point de masse situé le plus près possible du circuit.

Les échelles alternatives d'un voltmètre électronique sont étalonnées en valeurs efficaces de tensions sinusoïdales. Il n'est donc pas possible de faire des lectures exactes lors des mesures de tensions non sinusoïdales, à moins que l'instrument ne soit étalonné également en valeurs de crête. L'emploi d'un voltmètre électronique n'est donc pas à conseiller, pour des mesures de tensions non sinusoïdales, à moins que la précision absolue importe peu et qu'on se contente de mesures de comparaison.

Ne pas oublier qu'il est nécessaire de vérifier fréquemment le tarage (remise à zéro) du voltmètre à lampe.

NOTES SUR LES APPLICATIONS ET LES TYPES SPECIAUX

Pour l'utilisation d'un voltmètre à lampe, il convient, tout d'abord, d'attendre un temps suffisant, après mise en route de l'instrument, pour que les éléments aient atteint leur température normale. Une fois cette température atteinte, on procède à la mise au zéro (au tarage) au moyen du bouton prévu à cet effet sur le panneau. On ne peut commencer les mesures que lorsque l'aiguille s'est définitivement stabilisée sur la position zéro, en l'absence de tension à l'entrée. L'utilisation appropriée des différentes sensibilités de l'appareil varie avec les divers types, et les indications utiles sont fournies par le constructeur dans la notice d'emploi.

Nous avons déjà mentionné les avantages du voltmètre électronique : son impédance d'entrée très élevée le rend apte aux mesures de tensions dans les circuits de forte impédance. Par exemple, on utilise un voltmètre ayant une impédance d'entrée de 10 mégohms pour mesurer la tension aux bornes d'une résistance de fuite de grille de 2 mégohms. La résistance totale, résultant de la mise en parallèle de ces deux valeurs, est égale à 1,7 mégohm; celle-ci est suffisamment proche de la valeur réelle et l'on peut considérer que le courant qui y circule est sensiblement le même, avec ou sans la mise en parallèle du voltmètre électronique. Il en résulte que les mesures de tensions peuvent être effectuées sans altérer les conditions de fonctionnement du circuit.

De même, on peut mesurer des tensions aux bornes de circuits accordés dans lesquels l'impédance des divers éléments est critique, une variation minime de l'impédance du circuit (produite, par exemple, par l'introduction d'un instrument d'impédance trop faible)

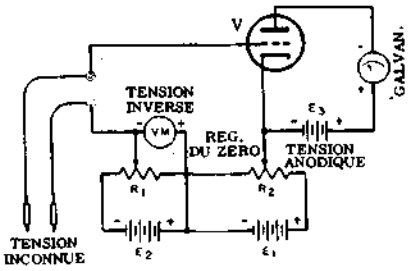


Fig. 8 - Montage de principe d'un voltmètre électronique, du type dit « à lecture inverse ». Il est nécessaire de mettre l'instrument au zéro avant chaque mesure.

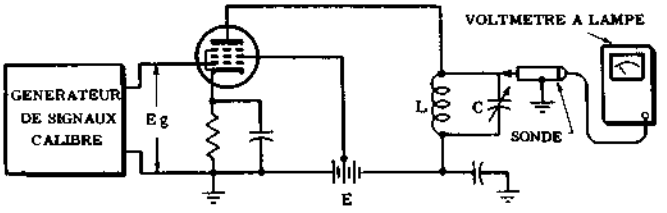


Fig. 9 - Schéma de principe montrant comment mesurer le coefficient d'amplification d'une lampe, ou d'un amplificateur en général. Le voltmètre à lampe permet la mesure du signal appliqué à l'entrée par le générateur et du signal de sortie, après amplification. Le gain de l'étage, ou amplification, est donné par le rapport entre les deux.

pouvant entraîner des changements notables dans les conditions de fonctionnement.

Grâce à sa large gamme de fréquences, le voltmètre à lampe est particulièrement apte à la mesure du gain des étages amplificateurs. Ces mesures sont faites en divisant la tension de sortie (mesurée pour différentes fréquences) par la tension d'entrée correspondante. La tension d'entrée peut être fournie par un générateur de signal étalonné, c'est-à-dire un appareil fournissant des signaux d'amplitude connue (et réglable) sur diverses fréquences. Un tel instrument sera décrit dans une leçon ultérieure.

Les voltmètres à lampe peuvent être employés avec profit pour localiser les pannes dans les récepteur de Radio, les émetteurs ou les amplificateurs de toute sorte, en appliquant à l'entrée de ces appareils un signal délivré par un générateur et en mesurant les tensions développées en divers points déterminés du montage.

Pour de telles mesures, on utilise le voltmètre électronique amplificateur - redresseur, car dans certains cas, l'amplitude du signal peut être trop faible pour pouvoir être mesurée sans amplification préalable.

Les voltmètres à amplificateurs accordés sont employés pour les mesures de la distorsion, du bruit de fond et du coefficient d'amplification; ces mesures aidant largement à la localisation de l'étage dans lequel se produit un fonctionnement défectueux.

Les autres mesures pouvant être effectuées au moyen d'un voltmètre à lampe sont les suivantes: contrôle de la tension de CAV (Contrôle Automatique de Volume), de la tension délivrée par le discriminateur dans un recepteur à Modulation de Fréquence et dans les Radars, la mesure de la tension de polarisation de grille des oscillateurs, etc... Toutes ces questions, qui n'ont pas encore été développées, feront l'objet d'études approfondies au fur et à mesure du déroulement de notre Cours.

L'alimentation nécessaire au voltmètre à lampe ne pose pas de problèmes particuliers. Logiquement, on pourrait penser qu'une alimentation stabilisée soit nécessaire, mais, dans la pratique, la conception des circuits du voltmètre lui-même assure une stabilité suffisante pour rendre superflue toute régulation de son alimentation. C'est ainsi qu'on utilise des boucles de contre-réaction (une partie du signal est renvoyée, avec la phase convenable, à l'entrée des étages précédents) qui stabilisent les étages amplificateurs et que, dans certains cas, on réalise également des circuits en pont qui contribuent à assurer l'équilibre du montage.

La stabilisation étant ainsi obtenue, on peut adopter (pour l'alimentation de l'appareil un système très simple de redressement, à une seule alternance, suivi d'un filtre rudimentaire. Ce qui est important, toutefois, c'est que cette alimentation soit obtenue à partir d'un transformateur, et non d'un auto-transformateur, car l'appareil de mesure doit être totalement isolé du secteur électrique.

Depuis ces dernières années, les diodes à cristal ont remplacé les diodes thermoïoniques dans de nombreuses applications. Dans les voltmètres à lampe on fait également appel à ces nouvelles diodes particulièrement intéressantes à bien des points de vue. En effet, la diode à cristal n'a pas besoin de tension de chauffage, elle est d'un très faible encombrement et sa capacité propre est extrêmement réduite: tout ceci en fait un élément idéal pour les sondes de mesure. Un type très simple de voltmètre — qui, de toute évidence, ne peut plus être appelé voltmètre à lampe..., mais qui n'en est pas moins un voltmètre électronique — est constitué simplement par une diode, avec ses résistances et condensateurs associés, par un condensateur de couplage et un microampèremètre relié à la sonde par un petit câble blindé. Aucune source d'énergie n'est nécessaire. Le galvanomètre, dont la déviation de l'aiguille est produite par le seul signal à mesurer, doit être très sensible (5 à 10 micro-ampères); toutefois un tel instrument amortit très sensiblement le circuit oscillant sur lequel il est branché et, aux hautes fréquences usuelles, ce type de voltmètre ne peut donner de bons résultats. On peut y adjoindre plusieurs sensibilités en plaçant, aux

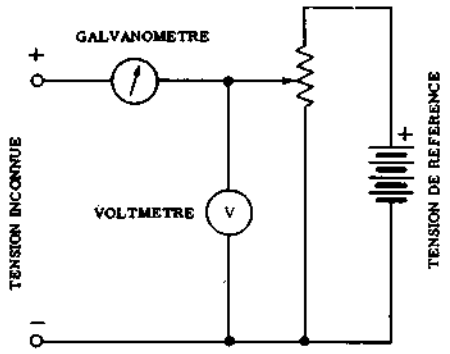


Fig. 10 - Circuit potentiométrique typique: il constitue le point de départ pour chaque voltmètre digital. Le circuit résultant est en condition de balancement lorsque la tension inconnue est la même que celle connue, prise comme référence.

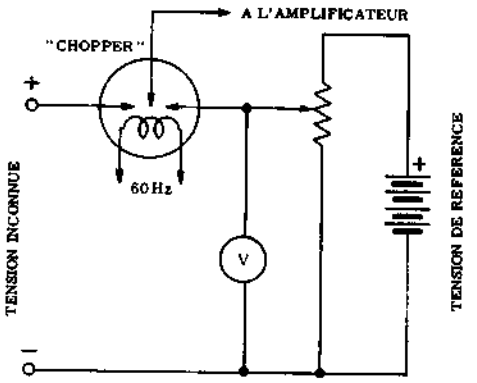


Fig. 11 - Afin de permettre l'amplification des faibles tensions apportées à son entrée, le circuit potentiométrique est doté d'un contacteur vibrant (« Chopper ») à la sortie duquel — en absence de balancement — il y a un signal à ondes carrées.

bornes du galvanomètre, diverses résistances «shunt», commutées à l'aide d'un contacteur.

Une autre solution originale, pour réaliser un appareil de mesure particulier, consiste à associer à une sonde à diode, un voltmètre spécial dont le fonctionnement est basé sur le principe du condensateur et qui est appelé, pour cela, voltmètre « statique ». Aucune résistance de charge n'est mise en parallèle sur la diode, mais seulement ce voltmètre qui se charge à la valeur de crête de la tension alternative à mesurer. Une fois chargé, il ne consomme aucun courant et continue à indiquer la tension présente à ses bornes. Ce type d'appareil se prête particulièrement bien à la mesure des impulsions (dans certains émetteurs, par exemple); il doit être très bien isolé, afin qu'aucune perte par dispersion ne vienne amortir la diode et décharger le voltmètre à condensateur.

Nous devons également mentionner, toujours parmi les types spéciaux, les voltmètres à échelle logarithmique. Dans la leçon suivante, nous parlerons d'une unité de mesure particulière, le « décibel », et nous verrons ses rapports avec les logarithmes; nous indiquerons, également, la nécessité où l'on se trouve d'utiliser des échelles logarithmiques pour la mesure de certains phénomènes. Parmi ceux-ci les phénomènes acoustiques sont bien connus (la sensibilité de l'oreille humaine suit une courbe logarithmique) et dans ce domaine, les voltmètres comportant une échelle de lecture logarithmique sont très utiles. En ce qui concerne les voltmètres à lampe, nous dirons qu'il est parfaitement possible de réaliser des modèles de ces instruments avec une **échelle logarithmique**: il suffit d'ajouter des étages amplificateurs spéciaux, ou d'utiliser un système assez compliqué de contre-réaction.

Nous avons déjà fait allusion au voltmètre à circuits accordés. Nous ajouterons que, parfois, on dispose un amplificateur accordé entre l'entrée et le circuit du voltmètre proprement dit. Cet amplificateur, qui peut être comparé à un véritable récepteur de Radio, est conçu de telle sorte qu'il assure une amplification constante et stable de toutes les fréquences comprises dans les gammes choisies. On peut alors mesurer l'intensité des signaux captés par une antenne (provenant d'un émetteur déterminé) et évaluer les possibilités de réception en un endroit donné. Cet appareil, particulièrement employé dans le domaine de la Télévision, est appelé « mesureur de champ ».

Nous conclurons cette étude sur les voltmètres électroniques en précisant que, très souvent, on met à profit les qualités particulières de ces instruments pour y inclure un ohmmètre, que nous pouvons également appeler à lampe. De fait, il est très facile d'adapter un voltmètre à lampe pour courant continu à la fonction **d'ohmmètre**. On obtient ainsi un instrument permettant de mesurer des résistances beaucoup plus élevées que celles que permettrait un ohmmètre classique. La plupart des voltmètres à lampe modernes comportent donc la fonction ohmmètre, avec plusieurs échelles. Le principe de fonctionnement est classique; il suffit de prévoir une pile, un contacteur et diverses résistances étalonnées en plus du matériel nécessaire au voltmètre électronique proprement dit. La résistance de valeur inconnue est mise en série avec la résistance étalon, (convenablement choisie) et le circuit est refermé sur la pile. Le voltmètre lit la tension développée aux bornes de la résistance inconnue et donne une lecture proportionnelle à la valeur ohmique de cette résistance. Il convient toujours de procéder aux habituelles opérations de tarage, avant chaque mesure. Les échelles sont directement étalonnées en ohms, et pour connaître la résistance, il suffit de lire le nombre indiqué par l'aiguille de l'instrument et de multiplier par le facteur numérique propre à la sensibilité utilisée.

Il convient de mentionner également, les voltmètres digitaux ou numériques qui offrent des caractéristiques de grande précision et de lecture rapide; cette dernière est « numérique », c'est-à-dire qu'au lieu d'un indice sur échelle, on a l'illumination des chiffres. La **figure 10** illustre le principe de base du fonctionnement et la **figure 11** en illustre un point particulier qui permet l'amplification des tensions à mesurer, transformées du « chopper » en signaux à onde carrée à comparer.

Leçon n° 54

SYMBOLES - ABREVIATIONS

A = Classe d'amplification dans laquelle le courant anodique passe pendant le cycle entier du signal appliqué sur la grille.

AB = Classe d'amplification dans laquelle le courant anodique ne passe que pendant l'alternance positive et une partie de l'alternance négative du signal de grille.

AB_1 = Classe d'amplification dans laquelle le courant anodique passe comme dans la classe AB, sans que le courant grille n'apparaisse jamais.

AB_2 = Classe d'amplification dans laquelle le courant anodique passe comme dans la classe AB, mais avec apaprition d'un certain courant grille pendant les pointes des alternances positives du signal.

B = Classe d'amplification dans laquelle le courant anodique ne passe que pendant les alternances positives du signal appliqué sur la grille.

C = Classe d'amplification dans laquelle le courant anodique ne passe que pendant les pointes des alternances positives du signal appliqué sur la grille.

C_k = Condensateur de découplage de la cathode.

C_g = Condensateur de couplage de grille.

dB = Décibel: logarithme du rapport entre deux grandeurs.

dBm = Décibel par rapport au niveau de puissance de 1 mW.

E_b = Tension anodique d'alimentation.

e_b = Tension anodique instantanée par rapport à la cathode.

E_{bo} = Tension anodique en l'absence de signal.

E_{co} = Tension aux bornes de la charge, en l'absence de signal.

E_c = Tension de polarisation de la grille.

E_g = Tension de grille.

E_{go} = Tension de grille en l'absence de signal.

e_{RC} = Tension instantanée aux bornes de la charge

E_{RC} = Tension aux bornes de la charge.

Es = Tension du signal.

I_{bo} = Courant anodique en l'absence de signal.

i_o = Courant instantané.

i_p = Courant anodique instantané.

R_g = Résistance de grille

R_C = Résistance de charge

R_K = Résistance de cathode

r_p = Résistance instantanée de plaque.

FORMULES

$E_{co} = E_b - E_{bo}$

$E_b = I_c R_c - i_p r_p$

$R_k = E_g : I_{bo}$

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 52 et 53

N. 1 — Quelle doit être la caractéristique de la résistance de charge d'une lampe amplificatrice de tension ?

N. 2 — Que désire-t-on obtenir d'un étage d'amplification final (de puissance) ?

N. 3 — Quelle doit être la valeur de l'impédance de charge d'une triode de puissance, comparée à celle de sa résistance dynamique de plaque ?

N. 4 — Quelle doit être la valeur approximative de l'impédance de charge d'une pentode de puissance, comparée à sa résistance dynamique de plaque ?

N. 5 — Dans un étage amplificateur de tension, quelle est la classe d'amplification permettant d'obtenir, dans le circuit de sortie, la reproduction fidèle, du signal d'entrée ?

N. 6 — Comment détermine-t-on le « rendement » d'un étage de puissance ?

N. 7 — Quelle doit être la valeur de la polarisation de grille d'une lampe fonctionnant en classe B ?

N. 8 — Pour quelle raison peut-on affirmer qu'un étage amplificateur classe C a un rendement élevé ?

N. 9 — De quoi dépend, pour la plus grand part, la distorsion introduite par une lampe amplificatrice de tension ou de puissance ?

N. 10 — Quels sont, approximativement, les rendements respectifs des étages amplificateurs fonctionnant en classe A, AB, B et C ?

N. 11 — Pour obtenir la distorsion minimum, convient-il mieux d'employer un étage simple ou un étage symétrique (push-pull) ?

N. 12 — Dans le circuit d'une lampe amplificatrice, quelles sont les relations entre les valeurs de e_g, e_c i_b, e_{RC} et e_b ?

N. 13 — Quelle est la source d'énergie fournissant la tension de polarisation de grille dans le système dit « par dispersion de grille » ?

N. 14 — Quels sont les principaux avantages d'un voltmètre à lampe, par rapport au voltmètre ordinaire, c'est-à-dire à celui constitué simplement par un galvanomètre et un certain nombre de résistances additionnelles, avec un redresseur pour la mesure des courants alternatifs ?

N. 15 — Qu'est-ce qu'une « sonde » ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 403

N. 1 — Elle accélère le mouvement des électrons vers la plaque et réduit la capacité entre plaque et grille.

N. 2 — Elle a pour effet de supprimer les effets de l'émission secondaire en empêchant que les électrons, renvoyés par la plaque, n'atteignent la grille-écran, et de réduire encore davantage la capacité inter-électrodes. Elle est appelée « grille de suppression ».

N. 3 — A la somme du courant anodique et du courant de grille-écran. Tous deux — en effet — sont issus de la cathode.

N. 4 — Parce que sa « pente », c'est-à-dire l'inclinaison de sa courbe caractéristique est plus forte.

N. 5 — Parce que la différence de potentiel entre plaque et cathode en l'absence de charge (courbe statique) est constante et indépendante du courant plaque. Par contre, avec une charge dans le circuit plaque (courbe dynamique), la différence de potentiel aux bornes de cette charge et, par suite, le potentiel entre plaque et cathode, varie en fonction de l'intensité du courant anodique.

N. 6 — Pour éviter les variations de la tension d'écran et pour dériver à la masse les oscillations (signal) présentes sur cette grille-écran.

N. 7 — C'est la partie de la courbe caractéristique dans laquelle le courant anodique diminue lorsqu'on augmente la tension anodique.

N. 8 — La grille de suppression — à l'exception de quelques cas particuliers — est reliée à la cathode, soit intérieurement, soit extérieurement à la lampe elle-même. En conséquence, elle est portée au même potentiel que la cathode.

N. 9 — L'émission secondaire est produite par des électrons libérés de la plaque sous l'effet du bombardement des électrons rapides provenant de la cathode. On peut la supprimer en ajoutant une troisième grille, entre la grille-écran et la plaque, appelée précisément grille de suppression.

N. 10 — La résistance de plaque et le facteur d'amplification sont plus élevés dans le cas d'une tétrode, tandis que la pente, ou conductance mutuelle, est sensiblement la même pour une triode et une tétrode.

N. 11 — Elle peut admettre une forte intensité anodique. Par cette raison ces tubes sont employés, comme nous le verrons, dans les amplificateurs B.F. de puissance et dans les émetteurs.

N. 12 — Il se distingue d'un tube à pente fixe par le fait que la grille de commande est à pas variable (écartement variable entre les spires.

N. 13 — Parce que le filament de ce tube a une résistance qui varie avec sa température, donc en fonction de l'intensité du courant qui y passe.

N. 14 — L'intensité du courant passant entre ses deux électrodes augmente également.

N. 15 — En reliant en série deux de ces tubes, et en appliquant la tension de 300 volts aux extrémités de ce circuit. Evidemment, le branchement doit être tel que l'anode de l'un soit reliée à la cathode de l'autre.

N. 16 — L'ionisation du gaz raréfié contenu dans l'ampoule.

N. 17 — En faisant varier la tension de la grille de la lampe régulatrice placée en série dans la sortie de l'alimentation. Ce faisant, on fait varier sa résistance interne et, par conséquence, la chûte de tension entre plaque et cathode.

N. 18 — Avec un vibreur synchrone on obtient directement une tension continue, tandis qu'avec l'autre, la tension de sortie doit être redressée séparément.

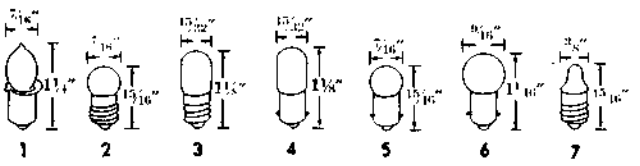
TAB. 63 - CARACTERISTIQUES LAMPES miniatures

Après avoir publié de nombreux tableaux permettant de convertir les unités de mesure anglaises ou américaines en unités de système métrique, il nous paraît indispensable de donner quelques tableaux particulièrement utiles à tous ceux qui ont l'occasion de consulter des revues ou des ouvrages techniques étrangers.

L'industrie américaine utilise certains codes spéciaux — nous en avons déjà donné un exemple à propos des fils de cuivre (voir tableau 51, page 308) — et l'un de ces codes permet la désignation précise et facile des lampes à incandescence miniature (du type de celles employées, par exemple, pour l'éclairage des cadrans ou dans les voyants lumineux de signalisation). En Europe, ces lampes portent des inscriptions gravées ou imprimées sur leur culot, qui indiquent la tension et l'intensité du courant d'alimentation. Dans la production américaine, par contre, ces lampes sont marquées par un numéro et une « couleur d'identification » appliquée sur la partie externe, ou sur la partie centrale interne de l'ampoule supportant le filament. La couleur et le numéro permettent de connaître le type de support à employer, la tension et l'intensité du courant absorbé par le filament et, en conséquence, le wattage.

Le tableau 63 donne les types principaux et leurs caractéristiques d'utilisation. Supposons, que nous ayons une lampe miniature portant le N° 112 et dont la couleur est rose. Le tableau nous apprend qu'elle est prévue pour fonctionner sous 1,1 volt et 0,22 ampère; son wattage sera donc de 0.242 watt. Les **fig. 1, 2, 3, 4, 5, 6** et **7** illustrent les divers modèles.

LAMPE	SUPPORT	VOLTS	AMPERE	Couleur d'identification	FIGURE
PR2	à ressort	2,4	0,50	bleu	1
PR3	à ressort	3,6	0,50	vert	1
PR4	à ressort	2,3	0,27	jaune	1
PR6	à ressort	2,5	0,30	marron	1
PR12	à ressort	5.95	0,50	blanc	1
13	à vis	3,8	0,30	vert	2
14	à vis	2.5	0.30	bleu	2
40	à vis	6,3	0,15	marron	3
41	à vis	2,5	0.50	blanc	3
42	à vis	3.2	0,35	vert	3
43	à baïonnette	2.5	0.50	blanc	4
44	à baïonnette	6,3	0,25	bleu	4
45	à baïonnette	3,2	0.35	vert	4
46	à vis	6,3	0,25	bleu	3
47	à baïonnette	6,3	0,15	marron	4
48	à vis	2.0	0,06	rose	3
49	à baïonnette	2.0	0,06	rose	4
50	à vis	6.3	0,20	blanc	2
51	à baïonnette	6.3	0.20	blanc	5
55	à baïonnette	6,3	0.40	blanc	6
112	à vis	1,1	0,22	rose	7
222	à vis	2,2	0,25	blanc	7
233	à vis	2,3	0,27	pourpre	2
291	à vis	2,9	0,17	blanc	3
292	à vis	2,9	0,17	blanc	3
1490	à baïonnette	3,2	0,16	blanc	4
1891	à baïonnette	14,0	0,23	rose	4
1892	à vis	14,0	0.12	blanc	3



REALISATION D'UNE ALIMENTATION SECTEUR – Kit Cogerel ALI 9

Ce montage très simple, facilement réalisable en moins d'une heure de travail, alimente un poste à transistors à partir du secteur 110 ou 220 volts, permettant ainsi de réserver les piles pour une utilisation extérieure du récepteur.

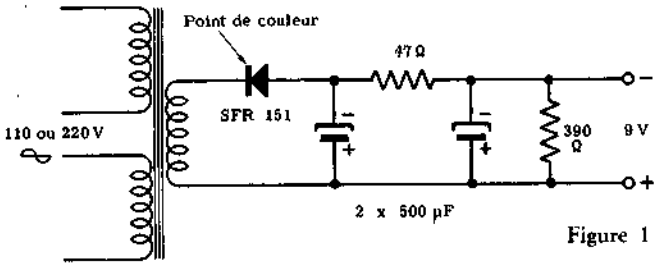


Figure 1

Caractéristiques techniques

Alimentation secteur 120 ou 220 volts alternatifs.
Tension de sortie 9 V continus.
Intensité maximum 60 mA.
Encombrement 75 x 64 x 45 mm.
Se met à la place du boîtier coupleur de piles.
Présentation en boîtier plastique (type coupleur de piles). Poids 250 g.

Comment bien souder

Mettez la panne du fer à souder en contact avec le circuit imprimé à l'endroit où vous allez exécuter votre soudure. Approchez rapidement la soudure à l'intersection de la panne et du circuit et faites-en FONDRE TRES PEU. La soudure se répand immédiatement sur l'endroit du circuit. Cette opération de soudure COMME TOUTES LES SUIVANTES doit être exécutée RAPIDEMENT afin de ne pas surchauffer le circuit imprimé, ce qui aurait pour effet de le détériorer irrémédiablement. En particulier, pour protéger la diode d'un excès de chaleur, tenir les fils de connexions avec une pince plate entre le point de soudure et la diode. Toutefois, la soudure doit être BONNE, FRANCHE, BRILLANTE, PETITE. Faites de petites soudures en en mettant le moins possible.

Nomenclature des composants

2 condensateurs électrochimiques 500 µF/16 V — 1 résistance 47 Ω 10% ½ W — 1 prise mâle 4 broches — 1 coupleur de piles — 1 fil souple — 1 câble biflex secteur — 1 résistance 390 Ω 10% ½ W — 1 circuit imprimé — 1 transformateur — 1 diode SFR 151 — 1 soudure.

Montage des éléments sur un circuits imprimé

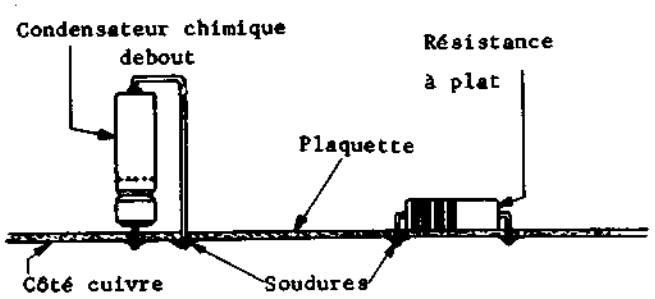


Figure 2

Les parenthèses figurant devant chaque opération devront être cochées au fur et à mesure de l'exécution du travail.

Tous les éléments sont montés du côté bakélite.

1) Montage des résistances

( ) Placez la résistance R1 = 390 Ω ½ W entre les trous 3 et 4 (à plat) (Orange - Blanc - Marron).

( ) Placez la résistance R2 = 47 Ω ½ W entre les trous 11 et 12 (à plat) (Jaune - Violet - Noir) (fig. 3)

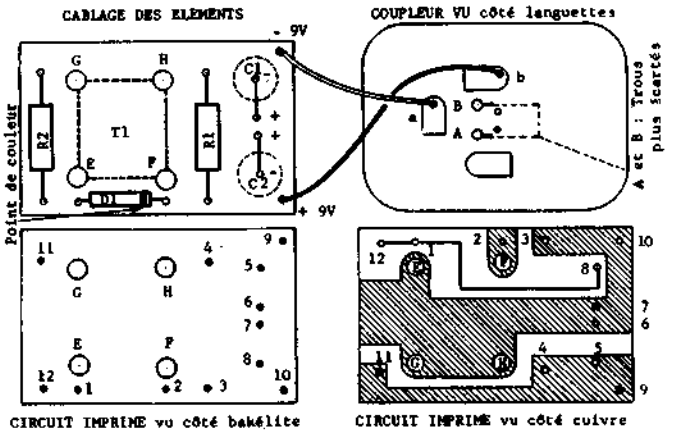


Figure 3

2) Montage de la diode

( ) Placez la diode D1 = SFR 151 entre les trous 1 et 2 du circuit. La cathode est repérée par un point de couleur et sera côté trou n°. 2 (voir schéma); câblage à plat.

3) Montage des condensateurs

( ) Placez les deux condensateurs 500 µF/16 V debout. Ces deux condensateurs sont polarisés. Attention à leur orientation.

C1 entre les trous 5 et 6 (le + du condensateur en 6)

C2 entre les trous 7 et 8 (le + du condensateur en 7)

4) Cablage des fils

( ) a) Soudez maintenant un fil souple de 10 cm environ dans le trou 9. L'autre extrémité sera soudée sur la lame *a* du couvercle (voir dessin).

( ) b) Soudez un fil de 10 cm environ dans le trou 10. L'autre extrémité sera soudée sur la lame b du couvercle.

Attention - Les trous A et B sont les plus écartés. Le trou A correspond à la lame *a* (—9 V). Le trou B correspond à la lame *b* (+9 V).

( ) c) Couper maintenant l'excédent des connexions après soudure.

6) Montage du transformateur

( ) a) placez le transformateur comme indiqué sur la figure 4. Attention à son orientation: les cosses E F correspondent à des sorties en fils fins; les cosses G H sont LIBRES. Soudez les cosses après les avoir repliées sur le cuivre.

Cas d'un secteur 120 V

( ) Reliez la cosse A à la cosse B

( ) Reliez la cosse C à la cosse D

Cas d'un secteur 220 V

Reliez la cosse A à la cosse C

( ) **b)** Soudez maintenant une extrémité des deux fils composant le cordon secteur sur les cosses D et B du transformateur (faire un noeud à 5 cm environ de cette extrémité pour arrêter ultérieurement le fil). Le cordon sera ensuite passé dans le trou que vous aurez réalisé au préalable dans le boîtier à l'aide d'un emporte-pièce, d'un poinçon, du fer à souder même.

( ) **c)** Reliez l'autre extrémité des deux fils aux fiches de la prise secteur.

Montage

( ) **a)** Introduisez maintenant le circuit dans le boîtier plastique (le transformateur étant positionné dans le fond). Puis refermez l'ensemble à l'aide du couvercle. Placez sous le couvercle du boîtier de piles un morceau de mousse plastique afin que celui-ci ne vienne pas toucher les condensateurs électrochimiques. Un calage de l'ensemble peut être réalisé à l'aide de morceaux de mousse plastique et le couvercle maintenu en place par un ruban adhésif.

( ) **b)** Bien vérifier que les deux broches écartées du bouchon mâle de **votre récepteur** se présentent comme sur la figure 4, c'est-à-dire que la broche A' correspond bien au —9 V. de votre récepteur et que la broche B. est bien celle qui relie le +9 V.

Dans le cas contraire. il suffira d'inverser les fils de liaison de la plaquette coupleur. Si par extraordinaire votre récepteur à transistors comportait une prise différente de celle qui est proposée, vous la remplaceriez par la prise 4 broches du kit.

Attention — Une inversion de polarité risque de GRILLER vos Transistors. Ne pas oublier non plus, lorsque le récepteur ne fonctionne plus, de DEBRANCHER la prise secteur.

Si votre « ALI 9 » ne fonctionne pas

Si votre alimentation ne délivre pas de tension ou une tension erronée, vous devrez avant tout soigneusement vérifier que le transformateur est correctement câblé (revoir figure 5) : 110 ou 220 V selon votre secteur. En effet, si votre transformateur est correct, contrôlez :

( ) - le sens de branchement de la diode, des condensateur électrochimiques,

( ) - l'état des soudures.

Il est à noter que si vous avez suivi soigneusement les indications de câblage, votre alimentation doit être en état de fonctionner dès la mise sous tension.

( ) - le câblage correct des languettes a et b (fig. 3).

( ) - contrôlez aussi, à l'aide d'une ampoule 12 V/ 0,1 A (ou de deux ampoules 6 V en série) que celle-ci s'allume bien, quand elle est branchée aux bornes A et B du coupleur (figure 3).

— vérifiez aussi que l'alimentation de votre récepteur à transistors, correspond bien au branchement indiqué. Sinon vous risquez de TUER vos transistors.

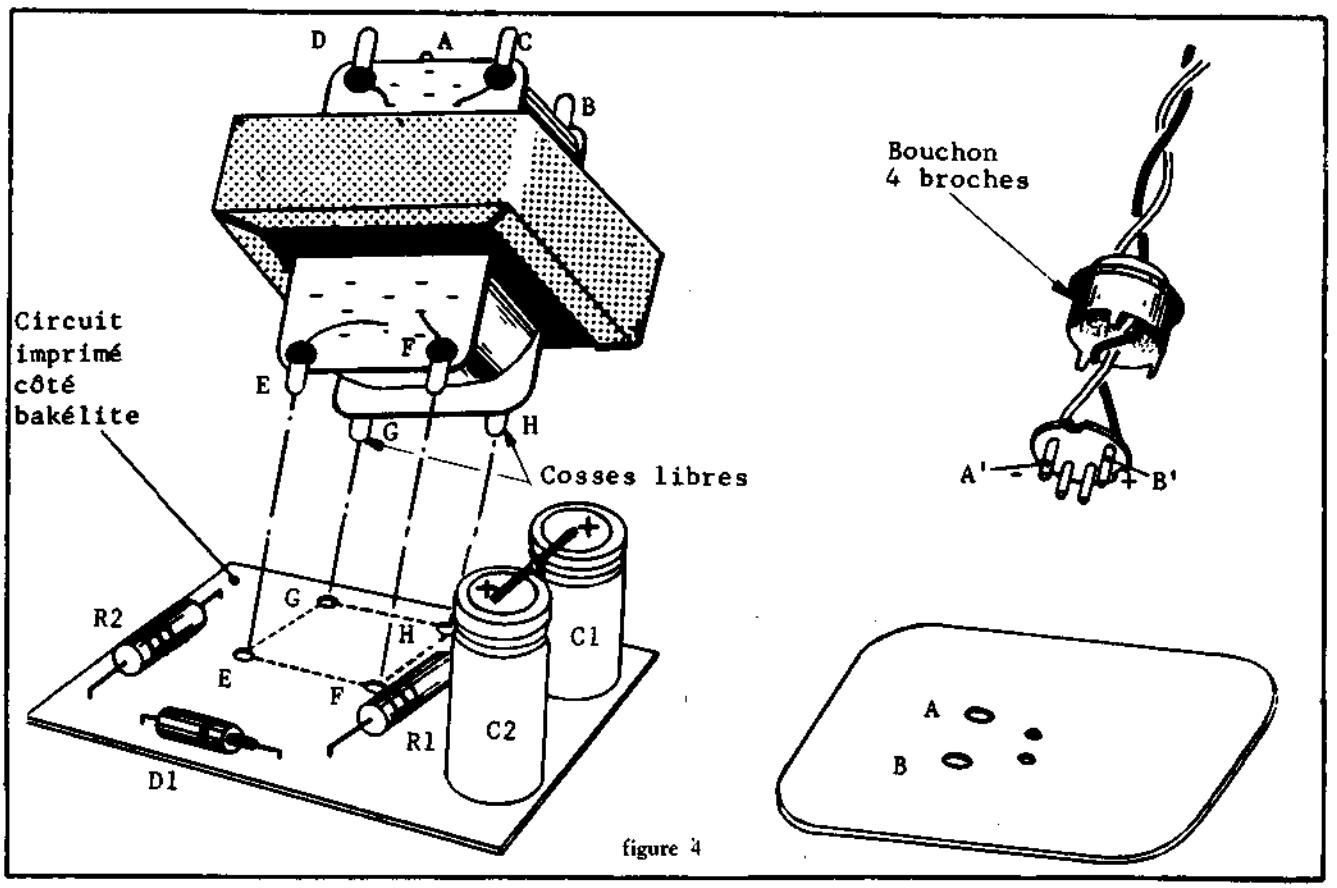


figure 4

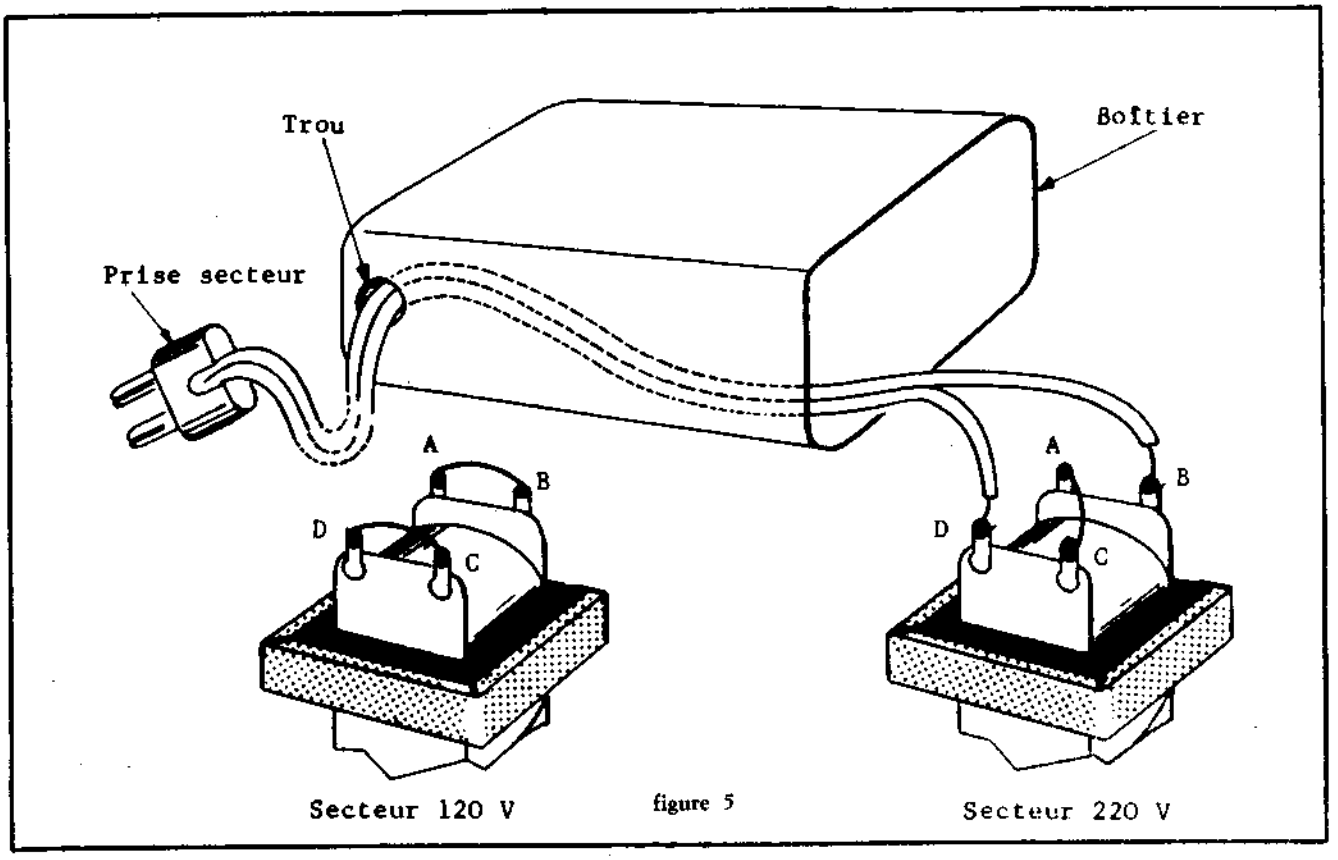


figure 5

TABLEAU 64 — CONVERSION des UNITES de SURFACE ANGLAISES (MULTIPLES et SOUS-MULTIPLES)

UNITE	Pouce²	Pied²	Yard²	cm²	m²
1 Pouce²	1	—	—	6,452	—
1 Pied²	144	1	0,111	929,2	0,0929
1 cm²	1296	9	1	8,363	0,8363
1 Yard²	0,155	0,0011	—	1	1
1 m²	1 550	10,76	1,196	10.000	1

TABLEAU 65 — CONVERSION des UNITES de LONGUEUR ANGLAISES (MULTIPLES et SOUS-MULTIPLES)

UNITE	Inch (Pouce)	Foot (Pied)	Yard	cm	m	km
1 Inch (*pouce*)	1	0,083	0.028	2,54	0.025	—
1 Foot (*pied*)	12	1	0,333	30,48	0,305	—
1 Yard	36	3	1	91,44	0.914	—
1 Centimètre	0.39	0.03	0.01	1	0.01	0.000.01
1 Mètre	39,37	3.281	1.094	100	1	0.001
1 km	—	3 281	1 094	100 000	1 000	1

Les deux tableaux ci-contre font suite à la série publiée précédemment et complètent les tableaux 6, 7 et 9, des pages 23 et 24.

Ils seront utiles à tous ceux de nos lecteurs qui ont l'occasion de consulter des revues anglaises et américaines et qui doivent, parfois, calculer la conversion des mesure de longueur ou de surface. Par exemple, lorsque, dans un article, on parle de la portée d'un émetteur, ou de la superficie de la zone dans laquelle la réception est possible, ou, encore, quand il faut calculer la longueur d'un bobinage ou d'une antenne, etc...

Supposons, à titre d'exemple, que nous devions convertir en mètres carrés, une surface de 25 pieds carrés. Le tableau 64 nous indique que un pied carré correspond à 0,0929 mètres carrés. Ce nombre est le facteur de multiplication permettant d'obtenir rapidement la surface cherchée:

$$0{,}0929 \times 25 = 2{,}3225 \text{ m}^2$$

De même, supposons que nous devions convertir 15 yards en mètres. Le tableau 65 nous indique que 1 yard correspond à 0,914 mètre; en conséquence nous aurons:

$$0{,}914 \times 15 = 13{,}71 \text{ mètres}$$

Les deux tableaux sont réversibles en ce sens qu'ils permettent, avec la même facilité, la conversion des mesures métriques en unités anglaises, de même qu'ils permettent de convertir les unités anglaises en leurs multiples et sous-multiples.

TABLEAU 66 — ABAQUE pour le CALCUL de la SECTION de l'ENROULEMENT entier d'un TRANSFORMATEUR d'ALIMENTATION

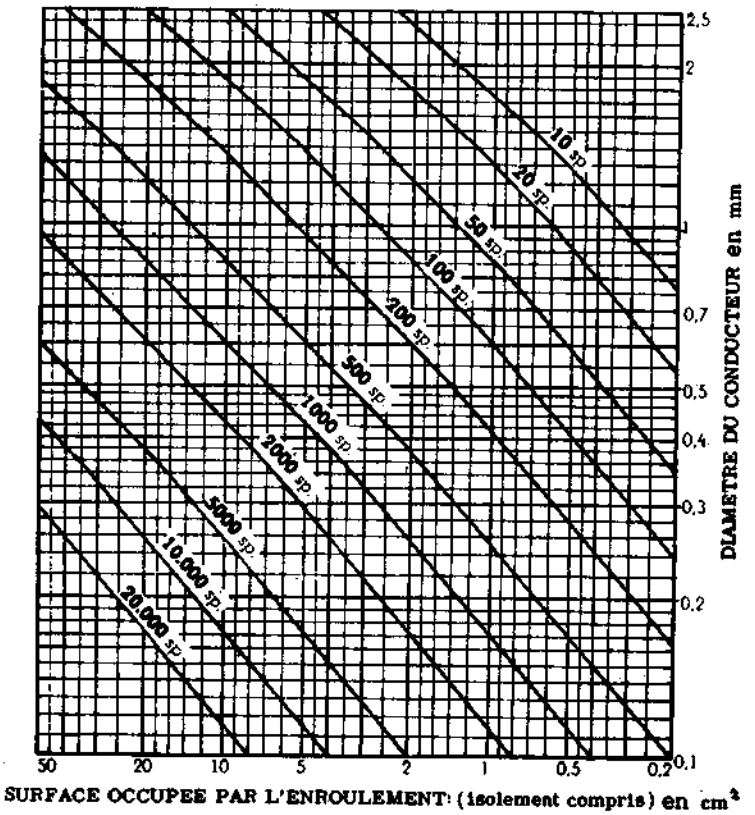
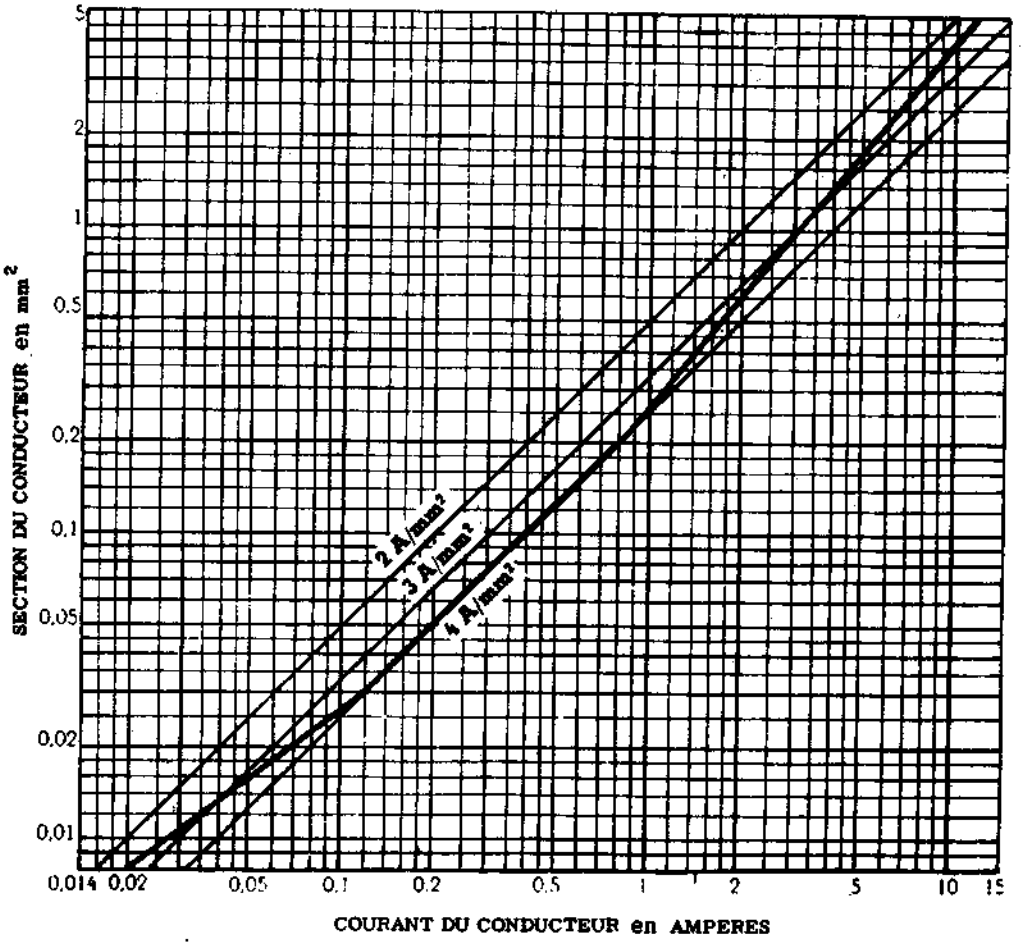


TABLEAU 67 — ABAQUE pour le CALCUL de la SECTION en fonction du COURANT dans chaque ENROULEMENT d'un TRANSORMATEUR d'ALIMENTATION.



Leçon n° 55

AMPLIFICATION EN HAUTE ET BASSE FREQUENCE

Le rôle d'un amplificateur Basse Fréquence est d'amplifier toutes les fréquences de la gamme acoustique de la manière la plus uniforme possible. Par contre, un amplificateur Haute Fréquence amplifie seulement une partie de la vaste gamme des fréquences Radio. C'est pourquoi les amplificateurs HF sont pourvus de circuits oscillants accordés sur des fréquences déterminées, tandis que ceux destinés à la BF sont montés avec des circuits apériodiques (non accordés).

AMPLIFICATEURS DE TENSION HAUTÉ FREQUENCE

Nous savons déjà que, dans les récepteurs de radio, le signal capté par l'antenne est extrêmement faible et qu'en outre, on capte simultanément tous les signaux émis par les autres stations d'émission; il faut donc que le signal désiré soit tout d'abord sélectionné parmi tous ceux reçus puis amplifié avant d'être transmis au détecteur et aux étages d'amplification BF. Tous les étages d'amplification haute fréquence sont des amplificateurs de tension et fonctionnent en classe A, ce qui permet d'obtenir une amplification élevée avec un minimum de distorsion. Comme nous l'avons vu, lors de l'étude du récepteur de radio à étage accordé, l'utilisation de ce type d'amplificateur augmente aussi bien la sensibilité que la sélectivité.

Dans les émetteurs, par contre, on a besoin d'amplificateurs HF de puissance; ceux-ci doivent, en effet, amplifier la faible puissance fournie par l'oscillateur, c'est-à-dire par l'étage qui produit les oscillations à la fréquence désirée, pour rayonner le maximum de puissance par l'antenne. Les amplificateurs HF de puissance peuvent fonctionner soit en classe B, soit en classe C.

Dans ce dernier cas la puissance obtenue est plus grande, mais en raison de la grande distorsion produite par la classe C, il est nécessaire lorsque la haute fréquence est déjà modulée, d'employer des amplificateurs classe B. Si la modulation est appliquée à l'étage final, tous les étages peuvent fonctionner en classe C; dans ce cas, on a une modulation à niveau élevé. Si la modulation est appliquée à l'avant-dernier étage, l'amplificateur de sortie (amplificateur de puissance) doit fonctionner en classe B; ce système est appelé modulation à faible niveau.

Types de lampes utilisées

Dans les récepteurs de Radio, les lampes amplificatrices haute fréquence sont presque toujours des pentodes. Elles permettent, grâce à leur fort coefficient d'amplification d'obtenir un gain d'étage très élevé. En outre les pentodes présentent une faible capacité interélectrodes et, en conséquence, n'ont pas besoin d'être neutrodynées pour annuler le signal retournant de la plaque sur la grille de commande. Nous savons par contre, qu'un tel circuit (neutrodynage) est nécessaire, dans le cas d'une triode, pour éviter les oscillations indésirables.

Si l'amplification doit être contrôlée en faisant varier la polarisation de la grille de l'étage HF, on sait qu'il est alors nécessaire d'employer une lampe à pente variable.

Les pentodes haute fréquence du type classique présentent toutefois, certains inconvénients lorsqu'on les utilise à des fréquences très élevées, en raison de la capacité entre électrodes, qui bien que très faible, est encore trop forte à ces fréquences, et aussi en raison du temps de transit trop long. Par **temps de transit,** on entend le temps mis par un électron pour passer d'une électrode à l'autre dans la lampe. Aux fréquences élevées, ce temps devient une partie appréciable du cycle et il acquiert de ce fait, une importance considérable. On constate, alors une diminution de la résistance interne de la lampe, entraînant une réduction du facteur de mérite Q du circuit oscillant placé en parallèle sur le tube (effet d'amortissement).

Le temps de transit peut être réduit en diminuant les dimensions physiques et les distances entre électrodes, comme on peut le voir dans les lampes du type miniature ou dans celles du type « gland ».

Les tubes électroniques utilisés dans les récepteurs et dans les émetteurs sont de construction semblable, seules leurs dimensions sont différentes. Etant donné que la plupart des lampes d'émission sont des tubes de puissance, destinés à l'amplification de tensions élevées et de forts courants, il est normal que leurs dimensions et leur poids soient très supérieurs à ceux des types destinés à la réception. Nous dirons enfin que dans les émetteurs puissants, les lampes finales sont à refroidissement forcé, soit par un système de ventilateur soit par circulation d'eau.

Couplages entre étages

Amplificateurs de tension non accordés. Bien que la majeure partie des amplificateurs haute fréquence soient du type accordé, il peut se faire que dans certains cas particuliers, on utilise en HF des étages non

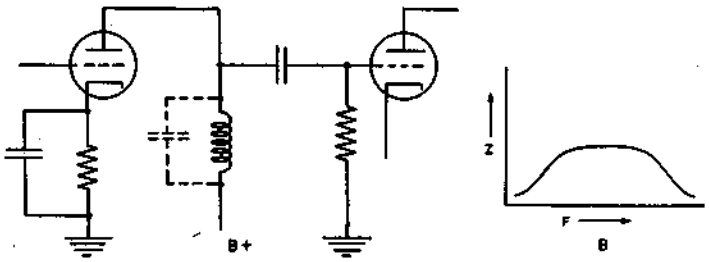


Fig. 1-A - Schéma de principe d'un étage amplificateur Haute Fréquence apériodique, c'est-à-dire indépendant de la fréquence. Dans ce cas, le couplage est réalisé au moyen d'une liaison par impédance et capacité (L-C). En B, on a représenté la courbe de réponse de l'étage dans une gamme déterminée de fréquence.

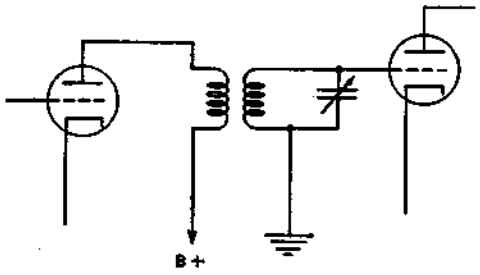


Fig. 2 - Un condensateur variable (branché en parallèle sur le secondaire du transformateur de couplage, permet d'accorder l'étage. La fréquence de fonctionnement dépend des valeurs de l'inductance et de la capacité du circuit LC.

accordés, comme celui dont le schéma est donné **figure 1**. Un tel étage est dit **apériodique**.

Dans ce montage, le couplage le plus fréquent est celui par impédance-capacité mais on peut également employer le couplage par transformateur. Dans les deux cas, l'impédance de charge du tube est constituée par l'enroulement de l'impédance, ou par le primaire du transformateur, avec la capacité placée à ses bornes. Cette capacité est constituée par la capacité entre les électrodes du tube et par la capacité répartie du bobinage et du câblage. La figure **1-B** représente la courbe de résonance d'un amplificateur apériodique.

Amplificateurs de tension accordés. Si, en parallèle sur l'impédance, ou sur l'enroulement secondaire du transformateur d'un circuit apériodique, on branche un condensateur variable, (figure 2), ce circuit peut être accordé sur n'importe quelle fréquence située à l'intérieur d'une gamme déterminée dépendant des valeurs de L et de C. L'amplificateur HF à circuits accordés est largement utilisé dans les étages d'entrée des récepteurs de Radio (qu'ils soient du type à amplification directe ou du type changeur de fréquence).

Rappelons brièvement les divers avantages découlant de l'utilisation de circuits accordés: en premier lieu, il est possible d'obtenir l'amplification maximum pour chaque fréquence sélectionnée, car la courbe de résonance est relativement pointue; en second lieu, les signaux choisis sont beaucoup plus fortement amplifiés que ceux situés de part et d'autre de cette fréquence. Si, par exemple, la courbe de résonance d'un étage amplificateur est celle illustrée sur la **figure 3**, l'amplification se fera sur des signaux compris entre 1 000 et 1 010 kHz; ceux situés en dehors de cette étroite bande ne seront que très peu, ou pas du tout amplifiés.

Les signaux HF rayonnés par une antenne comprennent la fréquence porteuse, plus ou moins la fréquence acoustique de modulation. Toutes les stations d'émission à modulation d'amplitude ont une bande limitée à 10 000 Hz, soit 5 000 Hz de chaque côté de la fréquence de la porteuse.

Si l'on utilise un amplificateur HF comme étage d'entrée d'un récepteur, il faut que toute la bande mentionnée ci-dessus (10 000 Hz) soit amplifiée d'une manière uniforme, ceci pour assurer une reproduction fidèle des fréquences acoustiques.

Supposons que l'émetteur émette sur une fréquence porteuse de 1 005 kHz. Dans la courbe de réponse idéale d'un amplificateur, telle que celle de la **figure 4**, tous les signaux compris dans la gamme désirée sont uniformément amplifiés, tandis qu'il n'y a aucune amplification au delà de ces limites.

Toutefois, en pratique, il est impossible d'obtenir une telle courbe parfaitement rectangulaire.

AMPLIFICATEURS DE TENSION BASSE FREQUENCE

La majeure partie des récepteurs de radio exigent plus d'un étage d'amplification BF (soit de tension, soit de puissance). Pour réaliser un gain (plus élevé) il est donc nécessaire de relier les divers étages entre eux; quand la sortie de l'un devient l'entrée de l'étage suivant, on réalise un amplificateur en « cascade ».

Le couplage des étages basse-fréquence se fait par des moyens différents de ceux utilisés dans le cas d'amplificateurs HF. Etant donné que ces derniers ont des charges anodiques constituées par des circuits oscillants, le couplage entre étages peut se faire au moyen de circuits accordés ce qui ne peut se faire en Basse Fréquence.

Divers moyens de couplage sont employés en BF, chacun d'eux a ses avantages et ses inconvénients et le choix du mode de couplage dépend des exigences particulières du montage. Les différents systèmes sont les suivants: couplage par résistance-capacité, par impédance, par transformateur, couplage cathodique et liaison directe.

Couplage par résistance et capacité. Ce type de couplage, appelé communément R-C, est un des plus employés dans les amplificateurs BF de tension. Il est illustré sur la **figure 5**, dans laquelle le condensateur C_c et la résistance R_g sont les éléments de couplage.

Un signal de faible amplitude appliqué sur la grille

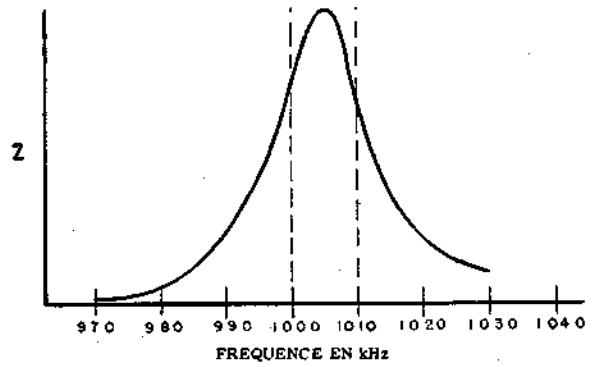


Fig. 3 - Courbe de réponse d'un étage amplificateur HF accordé; l'impédance Z est maximum à la fréquence de résonance.

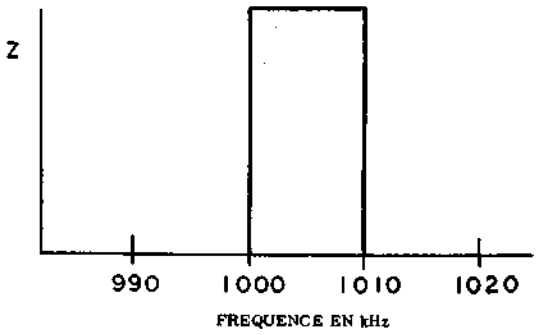


Fig. 4 - Courbe de réponse idéale d'un étage HF accordé. L'amplification ne se produit que dans la bande étroite de résonance du circuit.

du tube V_1 est transformé en un signal d'amplitude notable aux bornes de la résistance de charge anodique R_c, en vertu du coefficient d'amplification du tube lui-même. Le condensateur de couplage transmet le signal alternatif de la plaque de V_1 à la grille de V_2. La tension du signal présenté aux bornes de la résistance de grille de V_1 (lampe d'entrée), se trouve donc amplifiée sur le grille de V_2. La résistance R_g constitue également une résistance de fuite vers la masse pour tous les électrons qui peuvent s'accumuler, éventuellement, du côté grille de C_c.

Le principal avantage d'un amplificateur R-C est son aptitude à amplifier d'une manière uniforme tous les signaux compris dans une vaste gamme de fréquences. Ce fait est illustré par la courbe de réponse en fréquence d'un amplificateur BF à couplage par résistance-capacité, représentée sur la **figure 6**. Cette courbe a été relevée en appliquant un signal de fréquence variable, mais d'amplitude constante, à l'entrée de l'amplificateur et en mesurant la tension de sortie à l'aide d'un instrument approprié, un voltmètre à lampe par exemple; on peut alors construire la courbe, point par point. Cette courbe s'appelle **courbe de réponse en fréquence** de l'amplificateur. Sur l'axe vertical, comportant des graduations équidistantes, on porte les tensions de sortie (amplitude), tandis que les fréquences correspondantes sont portées sur l'axe horizontal, à échelle logarithmique; cette dernière échelle est utilisée pour pouvoir loger toute la gamme des fréquences audibles dans un espace réduit.

Si l'on désire obtenir un fort coefficient d'amplification du tube V_1 de la figure 5, il faut faire en sorte que la valeur ohmique de la charge anodique soit aussi forte que possible. Pourtant, comme on le voit sur la figure 6, une valeur élevée de R_c, si elle procure bien une forte amplification, ne donne pas une courbe de réponse linéaire, il y a perte d'amplification aux deux extrémités de la gamme. Une faible valeur de R_c, par contre, permet d'obtenir une excellente courbe de réponse mais au détriment de l'amplification. Il faut faire un compromis entre ces deux extrêmes pour un amplificateur fournissant un gain suffisant avec une courbe de réponse satisfaisante.

La figure 5 montre que la résistance de grille de V_2 est, en fait, en parallèle sur la résistance de charge de V_1: il en résulte que R_g doit être plus forte que R_c pour ne pas diminuer la valeur effective de cette dernière, aux bornes desquelles on recueille le signal amplifié. Généralement, la résistance ohmique de R_c est plus de deux fois supérieure à celle de la résistance de charge de l'étage précédent; toutefois, on ne peut pas lui donner une valeur exagérée, car les électrons qui s'accumulent sur la grille doivent pouvoir être évacués vers la masse, pour éviter une autopolarisation qui surpolariserait le tube et déplacerait son point de fonctionnement.

En examinant les courbes de la figure 6, on peut constater que l'amplification est plus faible aux extrémités, basse et haute, de la gamme de fréquences. On peut expliquer ce fait en redessinant le circuit de couplage R-C de la façon illustrée sur la **figure 7**. Aux fréquences basses de la gamme, la réactance de C_c prend une valeur élevée, elle devient équivalente à une résistance qui étant en série avec R_g, forme avec elle un diviseur de tension; dans ce cas, seule une partie du signal est appliquée aux bornes de R_g, donc sur la grille de V_2. La capacité de C_c devra donc être suffisamment élevée pour éviter toute perte d'amplitude aux fréquences basses. Toutefois, une trop forte capacité ne peut être utilisée, car elle mettrait trop de temps pour se décharger à travers la résistance de grille, après avoir été chargée par un fort signal.

La capacité du condensateur de couplage et la valeur ohmique de la résistance de grille devront être choisies de manière à permettre la décharge du condensateur même pour des signaux de forte amplitude, en évitant en même temps, l'atténuation des signaux de fréquence basse. Les valeurs convenables seront indiquées dans une série de tableaux que nous publierons dans les prochaines leçons (60ème et 61ème).

Aux fréquences élevées de la gamme, la réactance de C_c est tellement faible qu'il se comporte comme

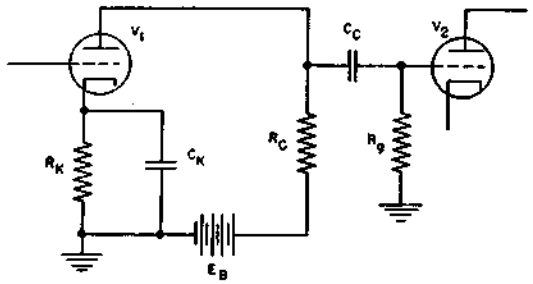


Fig. 5 - Couplage R-C entre deux étages amplificateurs Basse Fréquence. Le signal amplifié par V1 est recueilli aux bornes de Rc et est transmis, par le condensateur Cc, à la grille de V2, tandis que la tension anodique continue est bloquée.

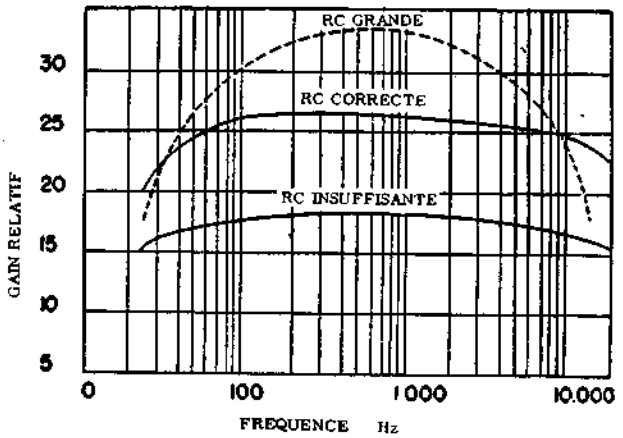


Fig. 6 - Courbe de réponse d'un étage amplificateur à résistance-capacité pour diverses valeurs de la résistance de charge.

un véritable court-circuit pour le signal. Toutefois, à ces fréquences la réactance de la capacité cathode-plaque du tube, ainsi que celle de la capacité répartie entre le câblage et la masse du chassis, deviennent suffisamment importantes pour qu'il faille en tenir compte (on a représenté ces deux capacités par le condensateur figuré en pointillé sur la figure 7). Cette capacité parasite étant pratiquement en parallèle sur la résistance de charge R_c, elle dérive une partie du signal vers la masse, et cela d'autant plus que la fréquence est plus élevée (la réactance de la capacité parasite diminuant lorsque la fréquence s'élève). C'est la raison pour laquelle on constate une baisse d'amplification à l'extrémité haute de la gamme de fréquences.

Le principal avantage du couplage R - C consiste dans le fait qu'il donne la possibilité de réaliser une amplification uniforme, malgré les limitations indiquées ci-dessus, dans une gamme relativement large. Il permet en outre, l'utilisation d'éléments peu coûteux, de dimensions réduites, favorisant la réalisation d'ensembles peu encombrants et beaucoup plus simples que ceux obtenus par d'autres moyens. Il présente par contre, le désavantage de n'apporter aucun gain par lui-même, toute l'amplification de l'étage étant due exclusivement à la lampe, ce qui fait que pour obtenir une amplification déterminée, il faut employer un nombre d'étages plus grand que celui qui serait nécessaire si le couplage se faisait par un transformateur qui — nous le savons — peut élever la tension si cela est nécessaire.

Le gain d'un amplificateur est donné par le rapport entre l'amplitude du signal amplifié recueilli sur la plaque et l'amplitude du signal d'entrée appliqué sur la grille. L'amplification en tension d'un étage dépend du coefficient d'amplification de la lampe, de la valeur de sa résistance de plaque R_p, et de la valeur de la résistance de grille R_g de l'étage suivant. Dans un amplificateur du type R-C, la résistance effective de charge du tube est approximativement égale à la résistance de charge réelle, en parallèle sur la résistance de grille de l'étage qui suit. La valeur résultant de la combinaison de ces deux résistances, représentée par le symbole R_c, est considérée comme la résistance de charge réelle. L'amplification de tension est alors exprimée par l'équation suivante :

$$\text{amplification de tension} = \frac{\mu \times R_c}{R_c \times R_p}$$

Couplage par impédance. Le couplage par impédance est semblable au couplage par résistance - capacité, à l'exception du fait que la charge anodique de la lampe amplificatrice est constituée par une inductance ou impédance, au lieu de l'être par une résistance (**figure 8**). L'avantage de cette substitution réside dans le fait que l'impédance est très élevée vis-à-vis de la composante alternative (signal), tandis que la résistance ohmique de l'enroulement est faible, tout au moins si on la compare à la valeur de la résistance de charge d'un couplage R-C. Il est donc possible d'obtenir des impédances de charge de valeur élevée pour l'amplification des courants alternatifs (signal) ne présentant qu'une faible résistance au courant continu d'alimentation anodique; on pourra ainsi utiliser une tension plaque moins élevée, la chute de tension, produite par le passage du courant anodique étant plus faible dans le cas d'une impédance (bobinage) que dans le cas d'une résistance de charge.

Ce système de couplage à impédance et capacité (appelé L-C), présente toutefois le désavantage de ne pas procurer une amplification constante pour toutes les fréquences; en effet, la réactance inductive de l'enroulement ($X_L = 2\pi F L$) est minimum pour les fréquences très basses, et maximum pour les fréquences très élevées (dans la gamme des fréquences acoustiques, évidemment), d'où une amplification qui croît avec la fréquence du signal.

Couplage par transformateur. On utilise le couplage par transformateur (aussi bien en HF qu'en BF), pour coupler deux étages entre eux figure 9-A. Le primaire du transformateur sert de charge anodique au premier étage, tandis que le secondaire applique la tension du signal sur la grille de la lampe suivante.

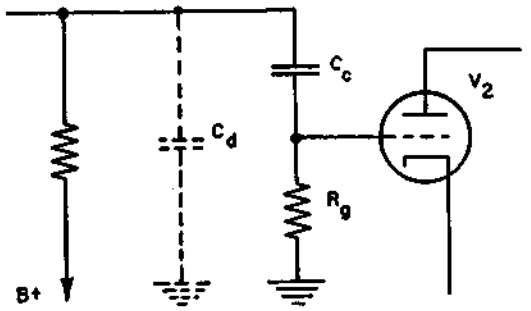


Fig. 7 - La réactance Cc et la résistance Rg forment un diviseur de tension atténuant les fréquences basses. Par contre, les fréquences élevées sont atténuées par la présence des capacités parasites représentées par Cd.

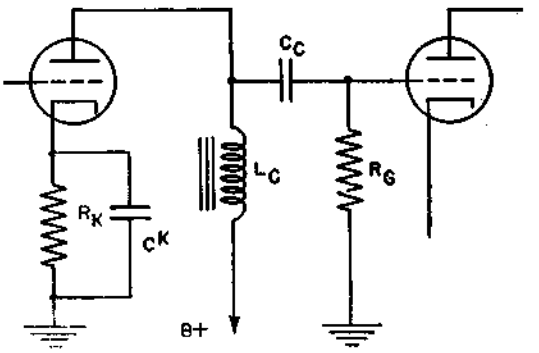


Fig. 8 - Couplage par L-C. L'impédance se comporte comme une résistance de charge, mais présente une faible résistance au courant continu; il en résulte que la tension anodique réelle est plus élevée que dans un montage R-C.

Comme le couplage L-C vu ci-dessus, le couplage par transformateur présente l'avantage de ne produire qu'une faible chute de tension dans le primaire. En outre, si l'enroulement secondaire a un plus grand nombre de tours que le primaire, la tension de sortie se trouve être augmentée proportionnellement au rapport du nombre des tours des enroulements.

Ce mode de couplage est particulièrement intéressant dans le cas d'un amplificateur symétrique (push-pull), car le transformateur peut fournir en même temps deux tensions d'amplitudes égales mais déphasées entre elles de 180°. La figure 9-**B** donne le schéma d'un tel montage déjà rencontré dans une étude précédente, au cours de laquelle nous avons vu que les étages en push-pull pouvaient fonctionner en classe B pour délivrer une puissance sortie importante, avec une distorsion suffisamment faible.

La **figure 10** représente la courbe de réponse en fréquence d'un amplificateur Basse Fréquence à transformateur. On peut constater que ce mode de couplage procure un gain élevé et une réponse relativement constante dans la partie centrale de la gamme, tandis que le rendement diminue rapidement aussi bien aux fréquences basses qu'aux fréquences élevées. La perte d'amplification aux fréquences basses est provoquée par la faible réactance du primaire du transformateur à ces fréquences; d'autre part, la perte rapide d'amplification aux fréquences élevées est due aux effets néfastes de la capacité répartie entre les spires de la capacité, entre les enroulements et la masse, de la dispersion et des pertes dans le fer, qui augmentent avec la fréquence.

Aux fréquences élevées, la réactance du primaire du transformateur est suffisamment grande pour que son influence sur la réponse soit négligeable. Toutefois, en un certain point l'inductance de dispersion se combine avec la capacité répartie du circuit pour former un circuit accordé, dont l'effet se manifeste sous la forme d'une bosse (pointe de résonance) dans la courbe de réponse (figure 10).

Dans les amplificateurs des classes AB et B, le couplage par transformateur est rendu obligatoire du fait d'une caractéristique propre à ces montages: la plupart de ces amplificateurs nécessitent en effet, des tensions d'entrée (signal sur les grilles) d'une amplitude telle que les grilles peuvent devenir positives pendant une partie du cycle du signal alternatif.

Mais, lorsque la grille devient positive, un courant grille prend naissance et si le circuit grille comporte une résistance élevée, le courant grille produit une tension de polarisation supplémentaire (par chute de tension dans cette résistance) qui s'oppose au signal, réduisant ainsi la puissance de sortie et provoquant des distorsions.

Il faut donc que la résistance en courant continu du circuit grille de ces amplificateurs soit maintenue à une valeur suffisamment faible pour éviter la surpolarisation produite par le passage du courant grille lorsque celle-ci devient positive: la faible résistance ohmique de l'enroulement secondaire d'un transformateur de couplage satisfait parfaitement à cette exigence. C'est pourquoi, dans les étages de puissance en classes AB ou B, le couplage se fait toujours au moyen d'un transformateur.

Les transformateurs sont des dispositifs permettant une parfaite adaptation des impédances. Pour obtenir le rendement maximum, c'est-à-dire pour que le transfert de puissance du circuit plaque de l'étage précédent au circuit grille de l'étage suivant soit aussi grand que possible, l'impédance de sortie du premier doit être adaptée à celle d'entrée du second. Cette adaptation peut être facilement réalisée au moyen d'un transformateur de rapport convenable; ce sujet sera traité dans notre 58ème leçon.

Couplage cathodique — Dans la 37ème leçon, consacrée aux transformateurs, nous avons appris que le transfert maximum de puissance d'un circuit à un autre se produit lorsque l'impédance interne du circuit de charge est égale à celle de la source d'énergie. Nous savons également que, pour adapter entre eux deux circuits d'impédances différentes, on recourt souvent à l'emploi de transformateurs.

Ces derniers toutefois, imposent certaines limitations, en particulier en raison de leur courbe de réponse très

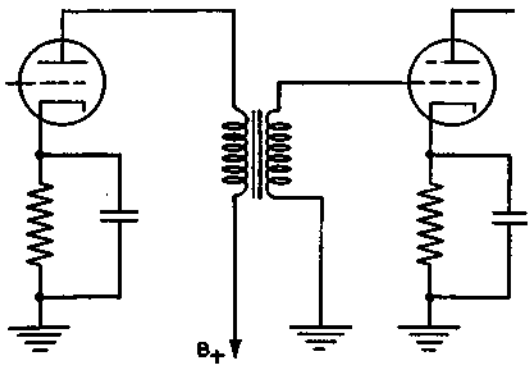


Fig. 9-A - Couplage par transformateur. Il ressemble au montage L-C, avec la différence que le signal transmis à l'étage suivant peut avoir une amplitude plus grande ou plus petite, selon le rapport entre les tours primaire et secondaire.

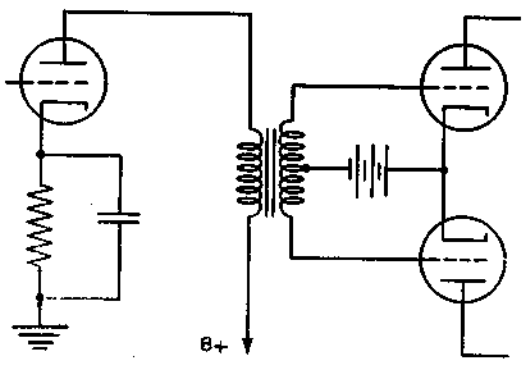


Fig. 9-B - Couplage par transformateur entre un étage pilote et un étage final en push-pull. Le signal recueilli aux extrémités du secondaire est appliqué aux deux grilles, avec des phases opposées.

souvent assez limité. Dans les circuits pour lesquels la linéarité de la courbe de réponse doit être une caractéristique essentielle, l'adaptation des impédances se fait au moyen d'un tube électronique monté de façon spéciale

Etant donné que le problème consiste à adapter une source d'énergie ayant une impédance interne élevée à une charge ayant une impédance plus faible, le dispositif permettant l'adaptation doit être caractérisé par une entrée à forte impédance et une sortie à basse impédance. Une lampe peut être montée dans un circuit présentant de telles caractéristiques, on réalise alors le montage dit à « couplage cathodique » (« cathode follower » en anglais).

La **figure 11** donne un exemple d'un tel montage. La tension d'entrée (E_I) est appliquée à la grille de la lampe, tandis que la tension de sortie (E_U) est recueillie aux bornes de la résistance de cathode R_K. Etant donné que cette dernière est de valeur ohmique faible, tandis que la résistance d'entrée (R_g) est de valeur élevée, le circuit présente bien la caractéristique requise, à savoir: impédance d'entrée élevée et basse impédance de sortie.

La suppression (inévitable) du condensateur de découplage de la cathode (condensateur de forte capacité placé en parallèle sur la résistance de cathode) fait que la polarisation de grille (qui est, comme nous le savons, déterminée par la résistance de cathode) n'est pas constante, mais varie au contraire avec le signal d'entrée. La tension du signal s'ajoute algébriquement à la polarisation fixe, faisant varier l'intensité du courant anodique.

Dans ces conditions, pendant l'alternance négative du signal, le courant anodique tend à diminuer: ceci correspond dans le même temps, à une diminution de la chute de tension aux bornes de R_K et, par suite, à une diminution de la tension de polarisation de la grille. Cette diminution tend par contre, à faire augmenter le courant anodique; les deux effets opposés annulent l'amplification que procurerait le tube dans des conditions normales.

Le gain en tension d'un étage à couplage cathodique est inférieur à l'unité: en d'autres termes, ce montage produit une atténuation du signal. Il permet toutefois une amplification en **puissance**. Sa principale caractéristique est qu'il donne une excellente courbe de réponse linéaire en fréquence et, pour cette raison, il est souvent utilisé comme étage d'entrée dans les instruments de mesure et, dans certains cas particuliers, également comme étage de sortie.

On remarquera qu'à la différence des autres systèmes de couplage, le couplage par la cathode donne un signal de sortie en phase avec le signal d'entrée.

La linéarité de réponse en fréquence, dans le montage cathodique, est due à l'influence qu'exerce le circuit de plaque sur le circuit de grille, à l'intérieur même de la lampe. Il se produit une « contre-réaction » (que nous étudierons en détail par la suite) qui contribue à donner une courbe de réponse amplitude fréquence uniforme, mais qui, par contre, annulle l'amplification de l'étage. Grâce à cette contre-réaction importante, le signal de sortie n'est affecté que d'une très faible distorsion, souvent négligeable en pratique, et c'est pourquoi ce circuit d'adaptation offre de sérieux avantages sur le circuit d'adaptation par transformateur.

La valeur de la résistance de cathode, nécessaire pour obtenir une impédance de sortie déterminée, peut être calculée au moyen de la formule:

$$R_K \frac{Z_o \, r_p}{r_p - Z_o \, (\mu + 1)}$$

dans laquelle Z_o est l'impédance de sortie, r_p la résistance de plaque et μ le coefficient d'amplification du tube.

Dans certains montages spéciaux, la résistance de cathode, R_K, est remplacée par une impédance ou par le primaire d'un transformateur. Dans ce cas toutefois, la présence d'un élément réactif produit une discrimination de fréquence.

Couplage direct — Dans tous les circuits décrits jusqu'ici, le dispositif de couplage utilisé isole le circuit grille de l'étage suivant de la tension plaque continue de l'étage précédent, tandis qu'il permet le

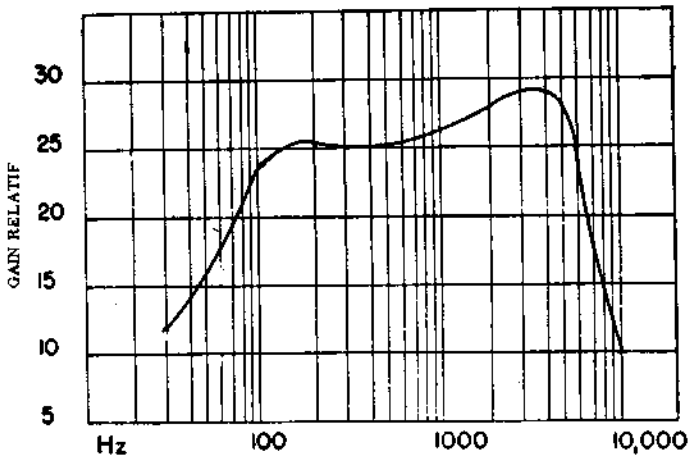


Fig. 10 - Courbe de réponse d'étage amplificateur avec couplage par transformateur.

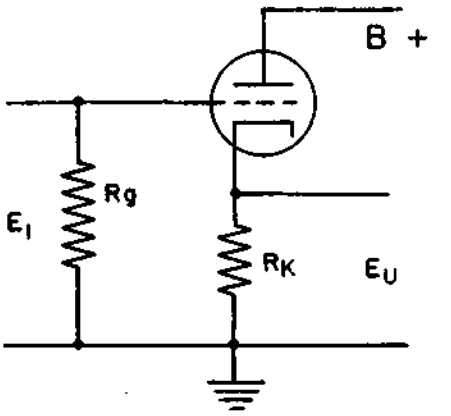


Fig. 11 - Etage à sortie cathodique. Le signal apparaît aux bornes de Rk et est en phase avec le signal appliqué sur la grille; cet étage n'apporte aucune amplification.

passage de la seule composante alternative, c'est-à-dire du signal. Par contre, dans un amplificateur à couplage direct, la plaque d'une lampe est reliée directement à la grille de la lampe suivante, sans aucun dispositif de blocage ou de couplage, comme le montre la **figure 12**. Du moment que la plaque de la première lampe est portée à un potentiel positif supérieur à celui de sa cathode, la grille du second tube est également portée à un potentiel positif; comme elle doit, malgré tout, être négative par rapport à sa propre cathode, cette dernière électrode doit être reliée à un point qui doit être plus positif par rapport au potentiel de grille. Cela est obtenu au moyen d'un diviseur de tension spécial, représenté sur la fig. 12.

Suivons la distribution des tensions sur ce diviseur, à partir de l'extrémité la plus négative. Nous voyons que la grille de V_1 est reliée au point A à travers la résistance de grille R_g. La polarisation de ce premier tube est obtenue en reliant sa cathode au point B du diviseur, qui est porté à un potentiel plus positif que le point A.

La plaque de V_1 est reliée au point D à travers la résistance de charge R_c, laquelle sert en même temps de résistance de grille pour la lampe suivante, V_2. Etant donné que le point D est plus positif que A ou B, la plaque de V_1 reçoit une alimentation anodique correcte. On notera que lorsque le courant anodique passe dans R_c, la chute de tension qui se produit à ses bornes réduit la tension plaque.

Le point D est relié sur le diviseur de telle sorte que la moitié de la tension totale d'alimentation disponible soit employée au fonctionnement de V_1. La plaque de la lampe V_2 est reliée au point E (qui reçoit la tension d'alimentation totale) à travers une résistance de charge convenable. La cathode de V_2 est reliée au point C, lequel a un potentiel positif légèrement supérieur à celui de la plaque de V_1. La polarisation de V_2 est obtenue par la chute de tension produite par son courant anodique. Si les tensions des lampes sont réglées pour le fonctionnement en classe A, ce montage permet de réaliser un amplificateur sans distorsions, donnant une réponse uniforme sur une très large gamme de fréquences.

Les amplificateurs à couplage direct sont employés pour l'amplification des très basses fréquences, car l'impédance des éléments de couplage (qui sont de simples conducteurs) ne varie pas avec la fréquence.

AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE BASSE FREQUENCE

Le haut-parleur d'un récepteur devant fournir une puissance acoustique notable, la lampe amplificatrice finale doit pouvoir délivrer une puissance modulée suffisante. Il faut en outre que malgré cette puissance importante, le signal de sortie ait une forme d'onde aussi semblable que possible à celle du signal d'entrée. Il s'ensuit qu'un amplificateur de puissance à une seule lampe doit fonctionner nécessairement en classe A, plutôt qu'en classes AB ou B.

Pour obtenir la distorsion la plus faible, une triode doit avoir une impédance de charge égale au double de sa résistance de plaque. Les pentodes et les tubes à faisceaux électroniques ont une résistance interne beaucoup plus grande que celle des triodes; pour cette raison, ils produiraient une trop forte distorsion si la même proportion était maintenue, c'est-à-dire si leur résistance de charge avait une impédance deux fois plus grande que leur résistance interne.

Pour les pentodes et les tubes à faisceaux électroniques, les résistances de charge (indiquées par les constructeurs) varient entre 2 000 et 12 000 ohms selon les types et les tensions d'alimentation. Avec une différence d'adaptation aussi grande, la plus grande partie de la puissance disponible est dissipée dans la lampe elle-même sous forme de chaleur, mais, grâce à leur fort coefficient d'amplification, on peut obtenir une puissance modulée appréciable avec un signal d'entrée très faible.

Caractéristiques des lampes de puissance

Etant donné que dans un amplificateur en cascade, chaque tube amplifie successivement la tension du si-

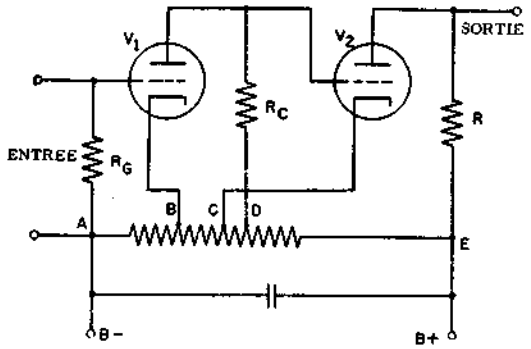


Fig. 12 - Couplage direct entre deux étages. La grille de V2, bien que reliée à la plaque de V1 (positive) est négative par rapport à sa cathode (potentiels relatifs).

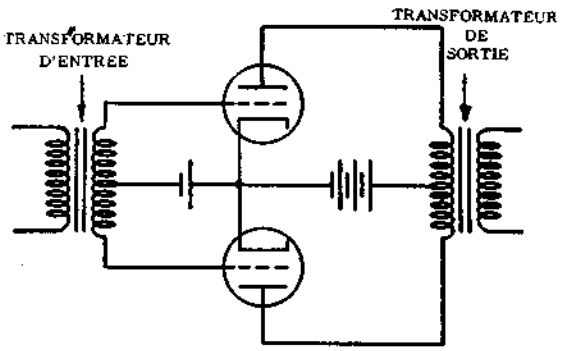


Fig. 13 - Etage final en push-pull avec transformateurs d'entrée et de sortie. Le premier transformateur fournit les signaux de polarité opposée aux deux grilles, et le second transformateur intègre les deux signaux en un signal unique.

gnal, il peut arriver que la tension amplifiée atteigne une amplitude telle que la grille du tube amplificateur de puissance devienne positive, ou atteigne le point d'annulation du courant anodique (cut-off), ce qui entraîne une distorsion considérable. Pour cette raison les tubes amplificateurs de puissance sont conçus pour présenter une courbe caractéristique relativement rectiligne malgré les grandes oscillations du potentiel grille et, en outre, pour avoir une grande sensibilité en puissance. Dans un amplificateur en classe A, on entend par **sensibilité en puissance** le rapport entre la puissance de sortie (puissance modulée) et le signal de grille qui la produit. Les triodes de puissance se caractérisent par une faible sensibilité, un faible rendement et une faible distorsion. Les pentodes de puissance, par contre, ont une forte sensibilité, un fort rendement et une distorsion relativement faible. Les lampes de puissance à faisceaux ont une sensibilité et un rendement supérieur à celui des pentodes classiques.

Adaptation de l'impédance de sortie

L'impédance de la charge reliée à la sortie d'un amplificateur de puissance peut aller de quelques ohms, comme dans le cas de la bobine mobile d'un haut-parleur, à plusieurs milliers d'ohms, comme pour certains types de casques. Il est donc nécessaire d'employer un transformateur qui aura pour fonction d'adapter l'impédance du dispositif d'utilisation à l'impédance de charge nécessaire au fonctionnement correct du tube final. Le rapport entre le nombre des spires primaires et secondaires de ce transformateur peut être déterminé en prenant la racine carrée du rapport des impédances. Par exemple, si un amplificateur dont l'impédance de charge optimum doit être de 7 600 ohms est utilisé pour un casque ayant une impédance totale de 600 ohms, le rapport entre les spires primaires et secondaires doit être de:

$$\sqrt{7\,600 : 600} = 3{,}56$$

Ce transformateur est dit de rapport 3,56 : 1.

Lampes de puissance en parallèle

Une des méthodes utilisées pour obtenir une puissance modulée plus grande que celle pouvant être délivrée par un seul tube consiste à en monter deux en parallèle. Cela peut se faire très simplement en reliant entre elles les électrodes similaires, c'est-à-dire la plaque de l'une à la plaque de l'autre, la grille avec la grille et la cathode avec la cathode. Dans ce montage, les deux tubes se comportent comme un tube unique ayant un courant anodique double de celui d'un seul.

Lors du calcul de la valeur ohmique de la résistance de polarisation de deux lampes en parallèle, il faut se rappeler que cette résistance de cathode est parcourue par les courants anodiques des deux lampes et que, par conséquent sa valeur doit être la moitié de celle nécessaire au fonctionnement d'un seul tube. En outre, étant donné que les deux tubes sont en parallèle, la résistance interne R_p est réduite de moitié et la capacité entre les électrodes est doublée. De ce fait, pour obtenir le rendement maximum, la valeur de la résistance sera deux fois moins grande que celle indiquée pour un seul tube.

Amplificateurs de puissance symétrique (push-pull)

Nous avons déjà étudié un montage permettant d'obtenir une puissance modulée importante, supérieure à celle pouvant être délivrée par une seule lampe; il consiste à monter deux tubes en opposition de phase, montage symétrique ou push-pull, auquel cas, l'amplificateur peut fonctionner en classe A, AB ou B, selon la puissance désirée. Dans le cas du fonctionnement en classe B, on utilise une triode de puissance en classe A pour fournir aux grilles des lampes finales le signal de forte amplitude nécessaire; on utilise de préférence une triode en raison de sa faible impédance de plaque.

La méthode la plus employée pour « attaquer » un amplificateur push-pull est celle utilisant un transformateur, ayant un secondaire à prise médiane comme élément de couplage (figure 9-B).

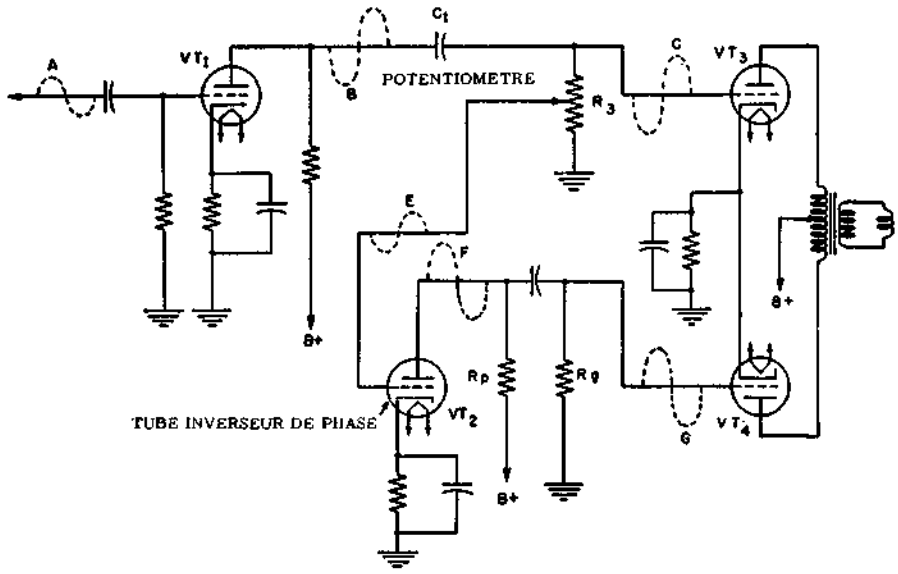


Fig. 14 - Etage de sortie push-pull avec inverseur électronique. L'inversion de la phase du signal est obtenue au moyen de la lampe V2 (au lieu du transformateur habituel). La courbe de réponse de cet amplificateur est meilleure que celle d'un amplificateur similaire à couplage par transformateur.

Un tel montage permet d'attaquer les grilles des deux lampes de puissance avec des tensions égales, mais déphasées de 180°. Ce même résultat peut être également obtenu, comme nous le verrons sous peu, dans le cas d'un couplage par résistance-capacité, au moyen d'un étage déphaseur. Le schéma de principe d'un étage symétrique push-pull est donné **figure 13.** Les deux grilles sont reliées aux extrémités du transformateur d'entrée; les deux cathodes sont reliées ensemble et la polarisation cathodique peut être obtenue, comme nous l'avons vu pour les lampes en parallèle, en reliant les cathodes à la masse à travers une résistance de valeur convenable. Les deux plaques sont reliées aux extrémités de l'enroulement primaire du transformateur de sortie adaptateur d'impédance.

Deux lampes en montage symétrique sont équivalentes à deux lampes montées en série; en conséquence, le primaire du transformateur de sortie doit être conçu de telle sorte que chaque moitié de l'enroulement primaire constitue la charge convenant à chaque tube. D'où la nécessité que l'impédance totale de plaque à plaque, entre les extrémités de l'enroulement, soit le double de celle nécessaire pour une lampe unique.

Etant donné que le transformateur d'entrée inverse la polarité à chaque alternance, chacune des grilles fonctionne alternativement pendant la moitié du cycle du signal. Le courant anodique total passant dans le primaire du transformateur de sortie est égal à la somme des courants anodiques de chaque lampe. Ce courant anodique total reconstitue une sinusoïde complète aux bornes de l'enroulement secondaire; l'étage final symétrique d'un amplificateur de puissance peut fonctionner aussi bien en classe A, qu'en classe AB ou B, avec un minimum de distorsion.

Dans le cas d'un push-pull en classe A, les deux lampes fournissent une puissance modulée égale à celle que fourniraient trois lampes en parallèle; en classe B, la puissance modulée fournie est encore bien plus grande. Le montage push-pull présente en outre le très grand avantage d'éliminer les éventuelles distorsions harmoniques (harmonique 2) et le bruit de fond ou les ronflements provenant de l'alimentation secteur; cela est dû au fait que les courants passant dans les deux moitiés du primaire du transformateur de sortie sont égaux et de signe contraire et s'annulent réciproquement. Pour la même raison, il n'y a aucun risque de saturation du circuit magnétique du transformateur de sortie.

Circuit d'entrée push-pull à couplage R-C

Pour éviter l'utilisation d'un transformateur d'entrée et bénéficier ainsi de la meilleure linéarité de réponse du couplage par résistance-capacité, un étage push-pull peut être attaqué au moyen d'un circuit inverseur de phase, avec lequel une lampe unique est couplée à l'entrée d'un étage comportant deux lampes en push-pull. Ce déphaseur est nécessaire puisque les deux signaux appliqués aux grilles de l'étage symétrique doivent être d'amplitude égale, mais de polarité opposée. Si la grille d'une des lampes reçoit un signal d'amplitude plus grande que celui appliqué à l'autre grille, une distorsion importante se produit.

Suivons le signal à travers l'amplificateur dont le schéma est donné **figure 14.** Notons, tout d'abord que le signal (représenté par la lettre A) est appliqué à la grille du tube VT_1 et apparaît amplifié et inversé, au point B du circuit plaque. De là, il est transmis à la grille de VT_3 par le condensateur de couplage C_1. La résistance R_3, résistance de grille de VT_3, est un potentiomètre dont le curseur peut être réglé de telle sorte que le signal E appliqué à la grille de VT_2, ait la même amplitude que le signal A.

Le signal F, recueilli sur la plaque du tube déphaseur VT_2 est déphasé de 180° par rapport à E. Les conditions nécessaire au fonctionnement correct de l'étage push-pull sont donc réalisées; en effet, les signaux C et G appliqués respectivement aux deux grilles des lampes finales sont d'amplitude égale et de phase opposée.

Leçon n° 56

CONSTRUCTION D'UN VOLTMETRE A LAMPE

IM11

Schéma et montage

ETUDE DU CIRCUIT

Le voltmètre électronique modèle IM11 a été spécialement étudié pour être employé par les ingénieurs, les techniciens et les dépanneurs, dans toutes les mesures de précision en tensions continues (négatives et positives), alternatives (valeurs efficaces et valeurs de crête), ainsi que pour les mesures des résistances.

Ses caractéristiques lui permettent d'exécuter dans les meilleurs conditions de précision et de rapidité, toutes les mesures de tensions et de résistances dans tous les domaines de l'Electronique. Son emploi est tout indiqué dans un laboratoire, ou un atelier, où l'on doit effectuer des mesures ayant une certaine précision.

L'instrument a été réalisé d'une manière simple et robuste, permettant de réunir en un seul appareil les multiples utilisations de plusieurs instruments de mesure.

Comme on peut le voir, en examinant le schéma de la **figure 1**, la tension d'alimentation n'est pas stabilisée; nous avons en effet appris dans une précédente leçon que cela n'était nullement nécessaire particulièrement dans le cas d'un voltmètre à lampe à montage symétrique. L'alimentation est prévue pour fonctionner sur un réseau 105-125 V c.a.; en conséquence, lorsque la tension du réseau est plus élevée, on devra employer un autotransformateur ou un transformateur abaisseur de tension, d'une puissance de 10-15 W, pour réduire la tension du secteur à la valeur indiquée plus haut.

Le redressement de la tension alternative est opéré au moyen d'un redresseur à oxyde (redressement d'une alternance) et la tension ondulée ainsi obtenue est filtrée par un unique condensateur chimique d'une capacité de 16 µF.

La tension anodique est disponible aux bornes d'un diviseur de tension, comprenant un potentiomètre dont le rôle sera examiné plus loin. Le secondaire basse tension fournit la tension de chauffage (6 volts) aux tubes 6AL5 et 12AU7, ainsi qu'à la lampe témoin placée sur le panneau avant.

Pour obtenir la sensibilité maximum et la meilleure stabilité de fonctionnement, le voltmètre utilise des circuits à lampe pour toutes les mesures qu'il permet d'effectuer.

Le galvanomètre, d'une sensibilité de 200 microampères, est placé dans le circuit de cathode de la double triode 12AU7. Le tarage de l'instrument, remis à zéro, (« zero adjust »), se fait au moyen d'un potentiomètre de 10 000 ohms branché entre les deux cathodes de la double triode; il permet d'équilibrer les courants anodiques des deux triodes de sorte qu'en l'absence de toute tension appliquée sur la grille de commande (broche N. 2) la chute de tension aux bornes des deux moitiés du potentiomètre sont égales. Dans ces conditions, on obtient l'équilibre du pont par les deux triodes et leurs résistances cathodiques respectives et le galvanomètre reste au zéro.

Quand une tension est appliquée sur la grille de commande de la première triode (broche 2), l'équilibre du pont est rompu et l'instrument indique le passage d'un courant.

Il s'agit là, comme on peut le voir, d'un montage basé sur les principes exposés dans nos leçons précédentes (figure 5 A et B).

La relation entre la tension appliquée à la grille de commande et l'indication fournie par le galvanomètre est linéaire: en d'autres termes, une tension d'entrée donnée produit une certaine déviation de l'aiguille et une tension double détermine une déviation deux fois plus grande. En conséquence les échelles de l'instrument de mesure sont linéaires.

Parmi les avantages offerts par les appareils de ce type, il convient de signaler celui résultant du fait que la tension inconnue à mesurer n'est pas directement appliquée au galvanomètre, mais à l'entrée d'un circuit à lampe. Il en résulte que la valeur du courant anodique différentiel étant maintenu entre certaines limites, l'équipage mobile de l'instrument est automatiquement protégé contre toute surcharge éventuelle.

La tension maximum pouvant être appliquée à la grille d'une triode de la 12AU7 est de l'ordre de 3 volts. Toutes les tensions à mesurer ayant une valeur supérieure, sont réduites à la valeur convenable au moyen d'un diviseur de tension, servant d'atténuateur d'entrée, dont la résistance totale est de 11 mégohms.

Pour éviter de charger les circuits à haute fréquence sur lesquels sont effectuées les mesures, une résistance additionnelle de 1 mégohm est intercalée dans

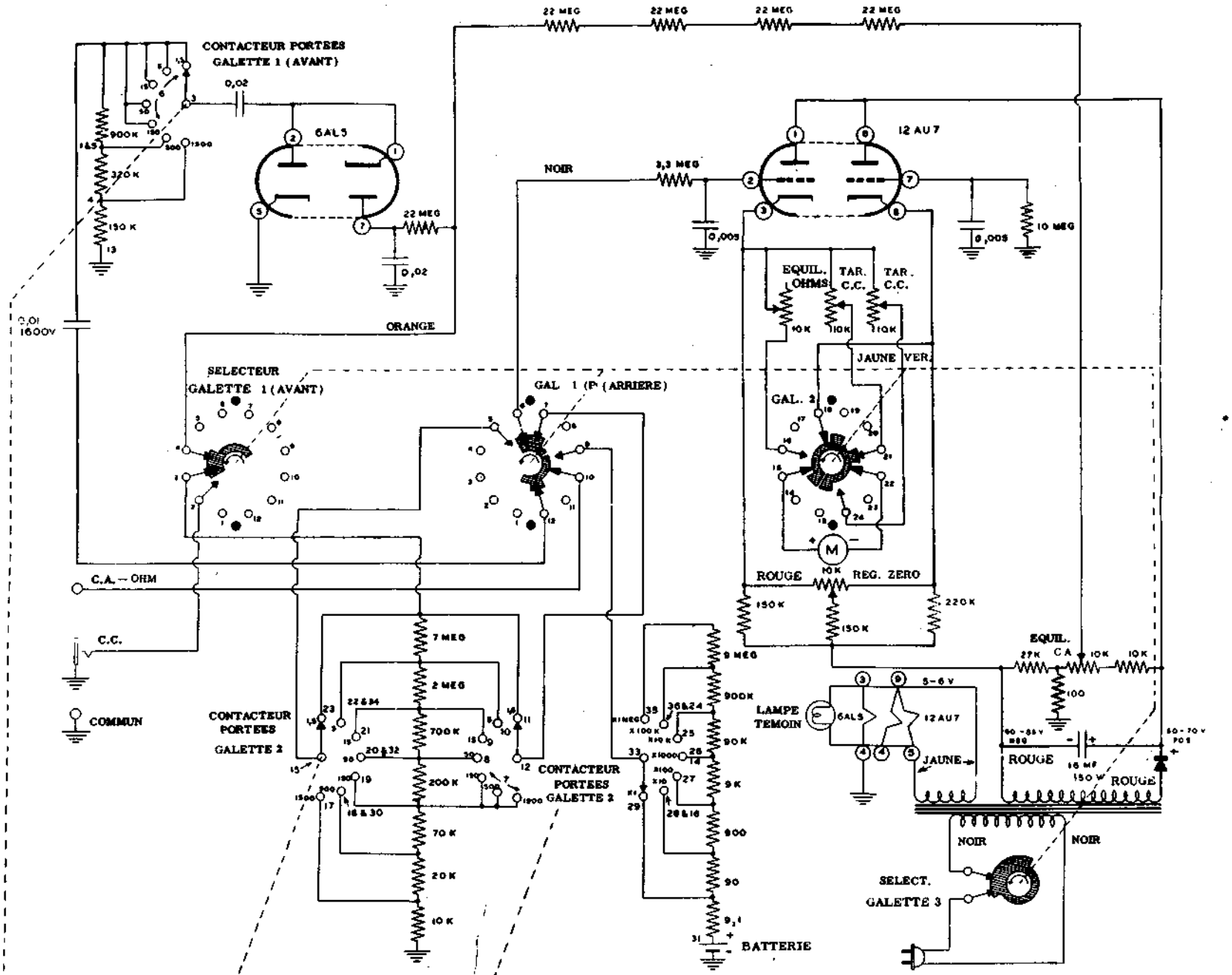


Fig. 1 - Schéma général du voltmètre à lampe modèle IM11. Circuit en pont équilibré; en l'absence de signal sur la grille de commande de la première triode, l'aiguille reste au zéro (réglé au moyen du potentiomètre de tarage).Une tension appliquée sur la grille détruit l'équilibre du pont et produit une d.d.p. entre les cathodes des deux tubes. Cette d.d.p. est mesurée par le galvanomètre.

Caractéristiques générales:

7 gammes pour la mesure des tensions continues: 1, 5, 15, 50 150, 500 et 1 500 volts, (jusqu'à 30 000 volts, avec la sonde spéciale). Mesure des tensions positives ou négatives.

Sensibilité: 7 333 333 ohms / volt.

Précision: ±3%

7 gammes pour la mesure des tensions alternatives: 1, 5, 15, 50, 150, 500 et 1 500 volts.

Réponse en fréquence: ±1 dB de 42 Hz à 7,2 MHz (sur 600 ohms).

Précision: ±5%

7 gammes pour la mesure directe des tensions de crête: 4, 14, 40, 140, 400, 1 400, 4 000 volts.

Echelle spéciale graduée en décibels de —10 à +6 dB.

7 gammes pour la mesure des résistances : x1, x10, x100, x1 000, x10 000, x100 000 x1 000 000.

Galvanomètre: 200 microampères.

Tubes: 12AU7 - 6AL5.

Pile: torche 1,5 volt.

Alimentation: secteur 110-125 volts, 50-60 Hz, 10 watts.

la pointe de touche « dc » (courant continu). Pour mesurer en courant alternatif, une double diode du type 6AL5 est montée en redresseuse des deux alternances; cette diode fournit une tension continue dont l'intensité est proportionnelle à l'amplitude de la tension alternative appliquée.

Cette tension est transmise à la grille de commande de la première triode, par l'intermédiaire du diviseur de tension, et l'instrument indique le passage du courant, de la même manière que dans le cas d'une tension continue.

Les échelles effectuées aux mesures en courant alternatif sont étalonnées en valeurs efficaces et valeurs de crête. Pour les sensibilités 1,5 - 5 - 15 - 150 V, toute la tension alternative à mesurer est appliquée à la valve redresseuse 6AL5. Par contre, pour les sensibilités 500 et 1 500 V, un diviseur de tension spécial réduit la tension d'entrée à une valeur convenable. En effet, dans des conditions normales d'utilisation, on ne peut appliquer à la 6AL5 des tensions supérieures à 150 volts; il faut donc que toutes les tensions alternatives à mesurer soient ramenées dans ces limites, précisément au moyen du diviseur de tension, pour protéger le tube et les circuits qui lui sont associés.

Il convient de signaler à ce propos que, si par erreur une tension supérieure à 400 volts est appliquée à l'entrée du voltmètre, alors que le contacteur de sensibilités est sur la position « 150 volts », la 6AL5 sera irrémédiablement détériorée.

C'est pourquoi, comme nous l'avons d'ailleurs conseillé au cours de la leçon théorique sur les voltmètres à lampe, lorsqu'on désire mesurer une tension inconnue il est bon de commencer par placer le contacteur sur la position permettant la mesure des tensions les plus élevées, puis, après s'être assuré que cela est possible sans danger pour l'appareil, on passe sur la sensibilité donnant une déviation de l'aiguille suffisante pour permettre une lecture facile et précise.

La commande de tarage pour c.a. (" A.C. calibrate ") est utilisée pour obtenir une déviation correcte de l'aiguille en fonction de la tension alternative appliquée. Comme on le sait, un potentiel de contact prend naissance entre les électrodes d'une lampe; ce potentiel, qui existe également dans une diode, produit une certaine tension permanente aux bornes d'entrée du voltmètre. Cette tension résiduelle est annulée en appliquant une autre tension de polarité opposée dont la valeur est réglée au moyen du potentiomètre faisant partie du diviseur de tension placé à la sortie du circuit d'alimentation. Ceci a pour effet d'éviter le déplacement de l'aiguille lorsque l'on commute de c.c. à c.a..

Nous avons vu, dans une leçon précédente, comment on peut combiner un ohmmètre avec un voltmètre à lampe; l'appareil que nous décrivons ici comporte une fonction " ohmmètre " qui permet la mesure des résistances dans de très larges limites, de 4,1 ohms à 1 000 mégohms. Pour cela, une pile de 1,5 volts est branchée en série avec une chaîne de résistances étalonnées et la resistance inconnue à mesurer. Cet ensemble forme un diviseur de tension placé aux bornes de la pile et seule une partie de cette tension est appliquée à l'entrée du voltmètre à lampe.

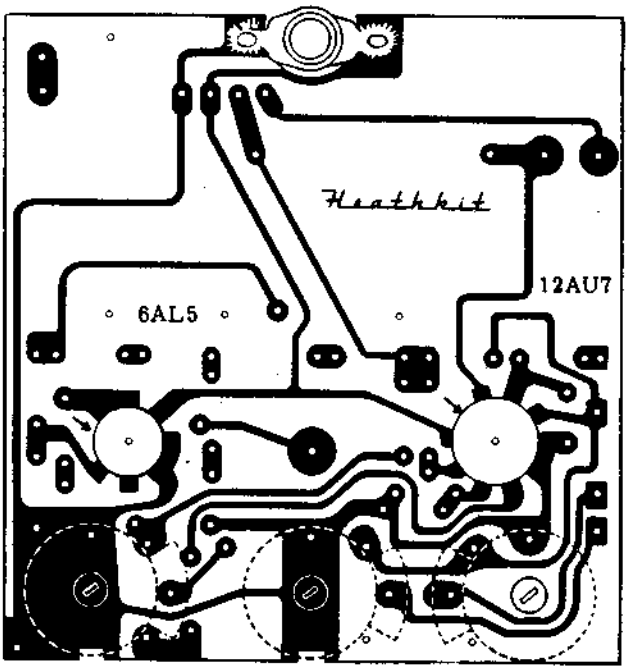


Fig. 2 - Vue côté câblage de la plaquette à circuit imprimé. Les cercles en pointillé indiquent les emplacements des potentiomètres de tarage. Les extrémités (cosses ou fils) des divers composants du circuit sont introduites dans les trous visibles sur les parties noires et soudées au câblage imprimé. Cette plaquette est fixée sur un support spécial.

Pour cette fonction, le cadran de l'instrument comporte une échelle spéciale étalonnée directement en ohms portant la valeur " 10 " au centre.

REALISATION

Nos lecteurs connaissent déjà les méthodes à employer pour la construction des appareils présentés sous la forme d'ensembles prêts à câbler, et toutes les explications données précédemment restent entièrement valables pour le montage qui nous occupe actuellement.

Cet instrument se caractérise par l'emploi d'une plaquette en circuit imprimé qui facilite grandement le câblage de la partie la plus délicate de l'appareil. Nous avons déjà eu l'occasion de présenter ce procédé moderne de câblage et le technicien qui réalisera ce voltmètre constatera aisément combien cette nouvelle technique est pratique et rationnelle. Nous reviendrons d'ailleurs sur l'étude des circuits imprimés qui feront l'objet d'une leçon spéciale.

Les divers composants devant être fixés sur la plaquette à circuit imprimé (voir **figure 2**), sont pourvus de cosses ou de fils que l'on introduit dans les trous prévus à cet effet dans la plaquette isolante, après quoi on les soude à la mince couche de cuivre déposée sur cette plaquette. Après avoir effectué toutes les soudures, il convient de couper les extrémités des fils dépas-

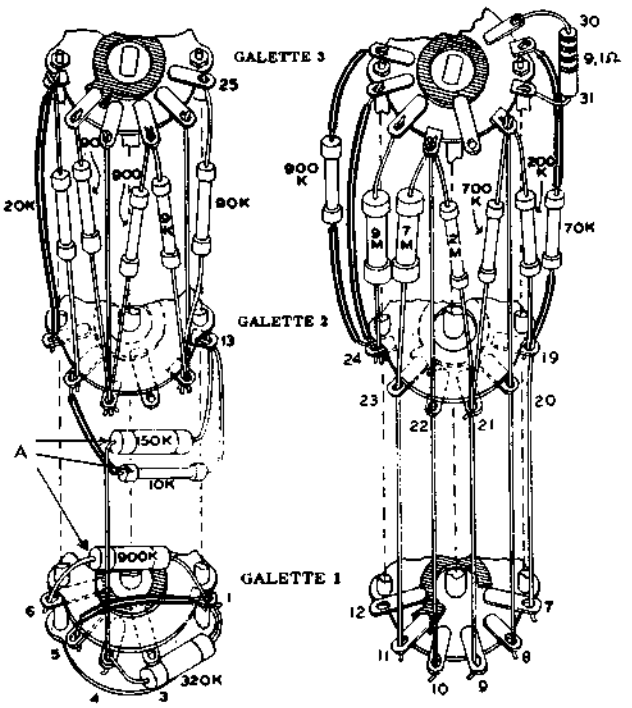


Fig. 3 - Vue du contacteur de « sensibilités ». On a représenté les trois galettes et les résistances dans leurs positions réelles. Les résistances marquées « A », doivent être disposées de manière à ne pas gêner la rotation de l'axe du contacteur.

sant de la plaquette, au moyen d'une pince coupante bien affûtée, en prenant bien soin de ne pas endommager le câblage imprimé.

Il convient de rappeler que le bon fonctionnement d'un appareil quel qu'il soit, particulièrement s'il comporte des circuits imprimés, dépend avant tout de la manière dont les soudures ont été exécutées. Les contacts entre les divers éléments du circuit doivent être absolument parfaits, tant électriquement que mécaniquement et doivent offrir la plus faible résistance électrique possible. Il conviendra de ne pas employer une quantité trop importante de soudure et de s'assurer que l'alliage recouvre parfaitement les surfaces en contact; on attendra que l'étain se soit solidifié avant de s'assurer, en exerçant une légère traction sur les éléments, de la résistance mécanique de la soudure.

Pour effectuer des soudures sur les circuits imprimés, on devra employer un fer à souder petit modèle, d'une puissance de 50 watts au maximum, et un alliage 40/60 à la résine.

LE MONTAGE MECANIQUE

Avant de commencer à monter les pièces sur le panneau, il convient d'étendre un tissu épais sur le banc de travail: cela évitera de rayer le panneau au cours des diverses manipulations qu'il devra inévitablement subir.

L'aspect des diverses parties mécaniques (châssis, panneau, coffret,...), les nombreux plans et schémas fournis avec matériel, ne laissent subsister aucun doute sur leurs positions relatives. Les diverses commandes, c'est-à-dire les contacteurs, les pontentiomètres, etc... pourront être fixés à leurs emplacements respectifs, quitte à les enlever provisoirement, par la suite, pour effectuer une soudure difficile.

En regardant le panneau de face on notera que sous le galvanomètre on trouve: à gauche, la commande de remise à zéro (potentiomètre de 10 000 ohms) et, à droite, le tarage de l'ohmmètre (également un potentiomètre de 10 000 ohms). Au-dessous, à gauche, le contacteur permettant de choisir les diverses fonctions, auquel est combiné l'interrupteur de mise en route. C'est un contacteur facilement reconnaissable, car il comporte trois galettes, dont celle qui est la plus proche du mécanisme, est double; il est prévu pour 5 positions. A sa droite, nous trouvons le contacteur de sensibilités, semblable au précédent, mais de plus grande longueur; il comporte également 3 galettes, mais à 7 positions.

Les figures qui complètent la présente description pourront, après un examen attentif, servir de guide pour la fixation des divers éléments, pour l'orientation des supports de lampe, des contacteurs et de tous les autres composants du montage qui doivent être fixés avant de commencer le câblage.

Tous les écrous et les vis devront être serrés à fond, particulièrement ceux qui servent de liaison avec la masse.

Un fois tous les éléments mis en place, sur le châssis qui supporte tout l'instrument, on peut commencer le câblage proprement dit.

LE MONTAGE ELECTRIQUE

Câblage du contacteur de sensibilités. - Cet élément qui, pratiquement, constitue le "coeur" de l'appareil, peut être câblé séparément, comme une unité autonome. La **figure 3** montre la disposition des diverses galettes et des composants qui y sont fixés.

Lors de la mise en place des résistances, on prendra soin de faire en sorte que les indications imprimées sur leur corps soient visibles de l'extérieur. De cette façon, une fois le montage terminé, il sera plus facile de vérifier le montage avant de procéder à la mise au point.

Il conviendra de se rappeler qu'un contacteur est un organe qui, bien que robuste, doit être manipulé avec soin si l'on veut éviter de compromettre la qualité des contacts. Les cosses sur lesquelles sont soudées les résistances ne doivent pas être pliées exagérément, ni être soumises à de fortes tractions. Les galettes doivent être parfaitement alignées entre elles, ce que l'on peut vérifier facilement en s'assurant que, pour une position déterminée, tous les contacts mobiles sont bien centrés sur les contacts fixes correspondants. Dans le cas contraire, une légère torsion, suivie d'un nouveau blocage des écrous correspondants, suffira pour aligner l'ensemble.

Une fois fixées toutes les résistances prévues pour les diverses sensibilités, le contacteur, entièrement équipé, pourra être fixé sur le panneau.

Montage du panneau avant. - Le panneau avant, grâce à sa rigidité, sert de support à celle illustrée sur la **figure 4**. On peut y voir les divers composants fixés sur la plaquette isolante et les trois potentiomètres de tarage (équilibrage c.a., tarage c.c. et tarage c.a.).

La **figure 5** représente la plaquette entièrement montée; le lecteur pourra facilement reconnaître les divers éléments à leur emplacement respectif. La lampe la plus petite, c'est-à-dire la double-diode 6AL5, est à gauche, la double-triode 12AU7 étant placée à droite. Dans l'angle, à droite, est monté le redresseur à oxyde (cube noir). Entre les deux lampes, se trouve la pile de 1,5 volt qui doit être placée de telle sorte que son pôle positif soit à l'intérieur du petit cylindre métallique fixé sur la plaquette et son pôle négatif contre le ressort.

La position du transformateur d'alimentation est également représentée sur la figure 5. La **figure 6** donne une vue générale du panneau entier avec tous les éléments qu'il comporte. Pour simplifier le dessin et le rendre plus clair, certaines connexions ont été omises. De toute façon, une fois que les éléments ont été mis en place, c'est le schéma électrique qui doit servir de guide pour le câblage de l'appareil.

Le redresseur au sélénium doit être monté sur la plaquette de la façon indiquée sur la figure 6, c'est-à-dire sur la face postérieure, avec les cosses passant à travers les trous prévus à cet effet. Ces cosses seront repliées et soudées aux connexions imprimées sur la plaquette. On constatera qu'une des cosse dépasse vers l'extérieur de la plaquette; elle devra être coupée, après la soudure, pour éviter — et ceci est très important — qu'un court-circuit ne se produise entre la haute tension et la masse lorsque l'appareil sera enfermé dans son coffret métallique.

On montera également le transformateur d'alimentation sur la plaquette à circuit imprimé, de la façon indiquée sur la figure 4. Le côté du transformateur portant les quatre fils auxquels aboutissent les deux secondaires doit être tourné vers l'intérieur, tandis que les deux fils du primaire (gainés de noir), doivent sortir vers l'extérieur.

La vis de fixation la plus proche du support de la 6AL5 sera mise la tête vers le bas, du côté de l'impression du circuit, ceci pour laisser un espace suffisant pour le logement du micro-ampèremètre lorsque la plaquette sera fixée sur le châssis.

Il est évident que, lors du montage de l'appareil, on aura tout intérêt à se reporter aux différents plans montrant soit la disposition des éléments, soit le câblage; mais il n'en reste pas moins qu'il faudra toujours se référer au schéma électrique (figure 1), pour contrôler chaque connexion et s'assurer qu'on ne commet ni erreur, ni omission. La disposition de chaque pièce du montage a été étudiée, par le Constructeur de l'ensemble prêt à câbler, de manière à permettre les liaisons les plus courtes, afin d'éliminer autant que possible les résistances, inductances et capacités parasites.

Sur la figure 6, on peut voir également l'emplacement des deux douilles et du jack destinés à recevoir les câbles terminés par les pointes de touche, pour les mesures en c.a., en c.c. et des résistances.

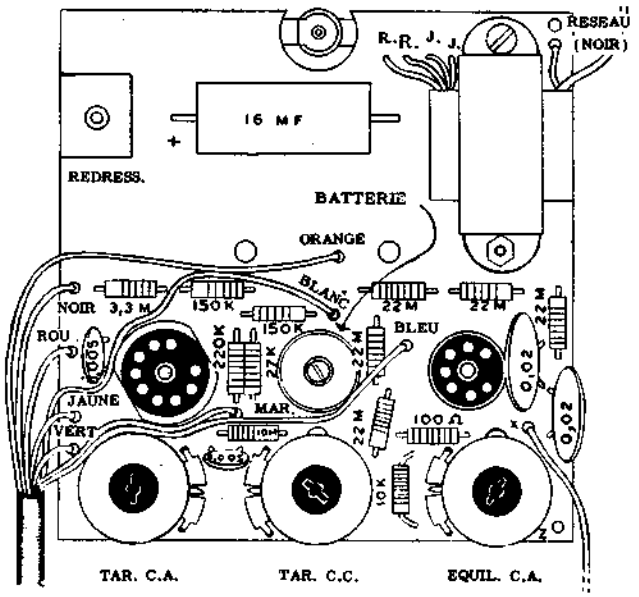


Fig. 4 - Aspect de la plaquette à circuit imprimé aprés la mise en place des divers composants les couleurs des fils du câble multiple sont repérées par leurs initiales: elles doivent être rigoureusement respectées pour éviter des inversions qui empêcheraient le fonctionnement de l'appareil. On notera l'orientation des supports de lampes.

On remarquera également le câble multiple reliant les éléments montés sur le panneau au circuit proprement dit. On devra, évidemment, respecter scrupuleusement les indications portant sur les couleurs des différents fils constituant ce câble.

Dans tous les circuits demandant un isolement particulièrement soigné, les conducteurs de liaison, bien

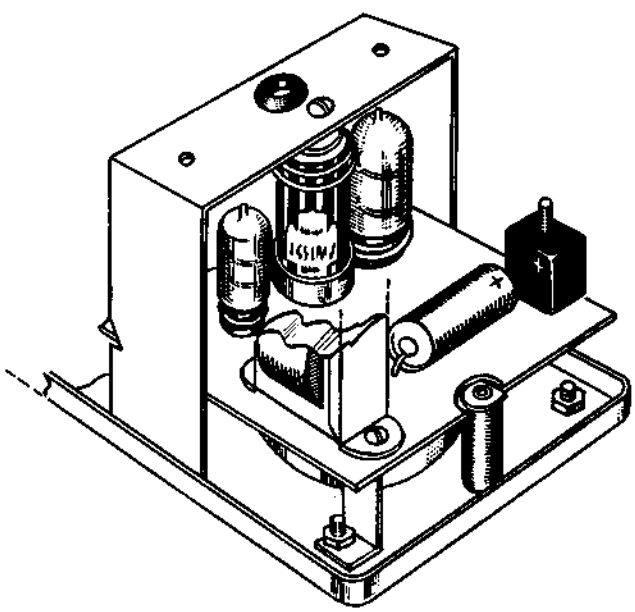


Fig. 5 - Vue du châssis supportant le circuit imprimé. On y voit les lampes, la pile, le transformateur d'alimentation et le redresseur. Le montage terminé, il est fixé derrière le panneau avant.

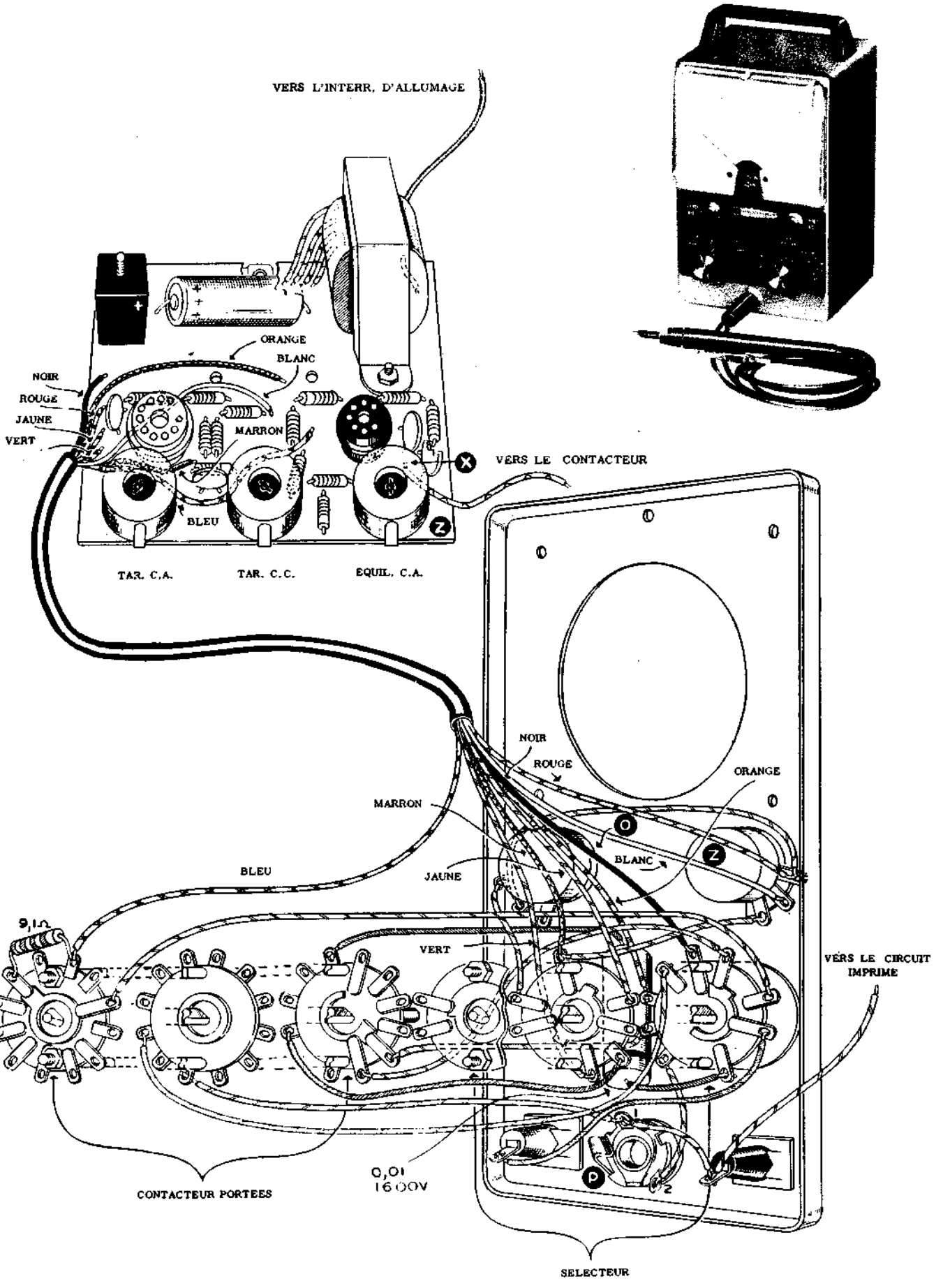


Fig. 6 - Plan de câblage du panneau (vu de l'arrière). On peut y voir les divers potentiomètres, douilles et jack, ainsi que les deux contacteurs (sensibilités et fonctions). Le câble flexible à plusieurs conducteurs relie les éléments montés sur le panneau, au circuit électronique constitué par la plaquette à circuit imprimé. En haut, à droite, vue de l'appareil terminé.

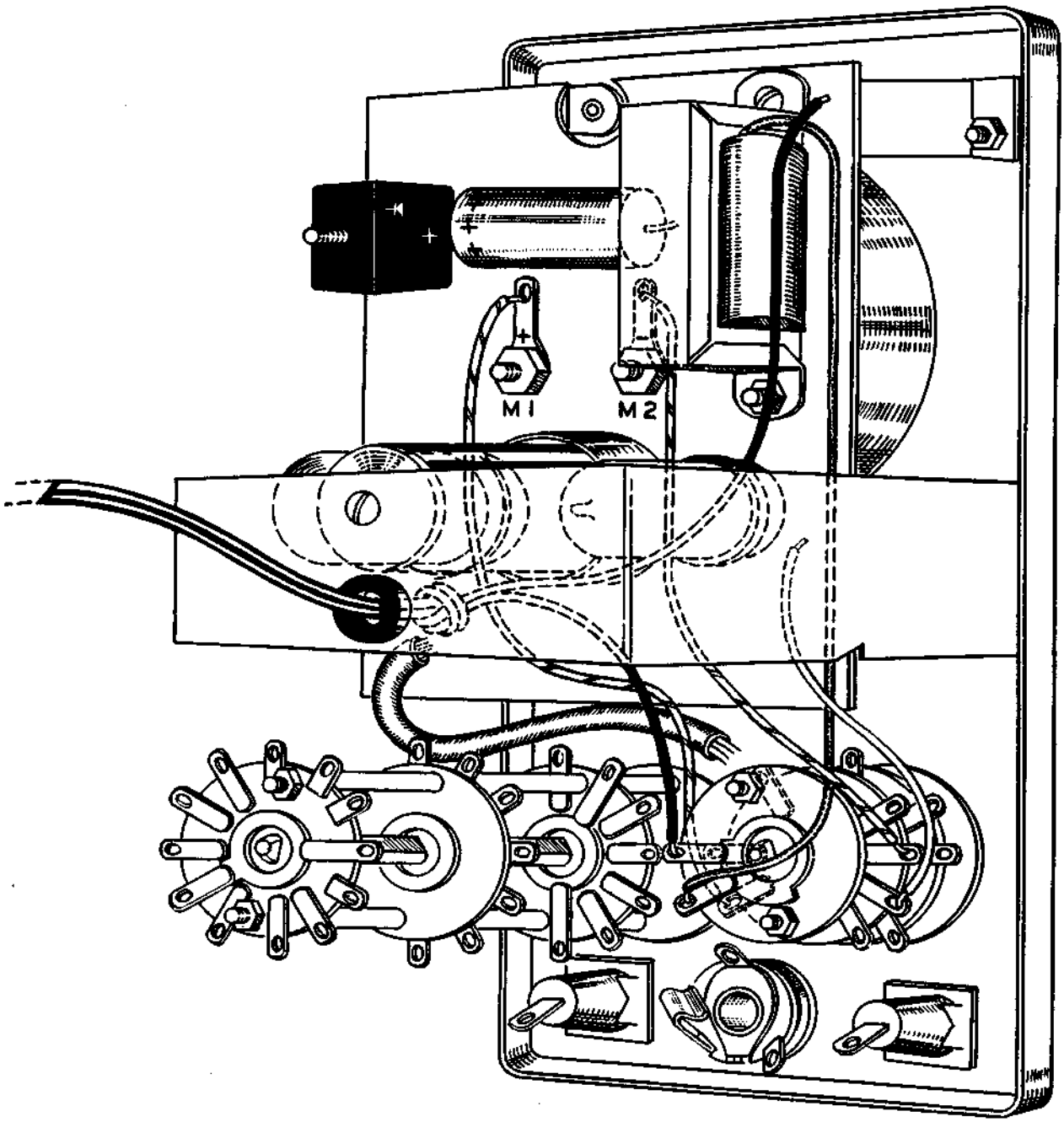


Fig. 7 - Vue arrière du panneau avant entièrement monté.

que déjà recouvertes d'une gaine isolante, seront placés dans un souplisso qui devra les recouvrir sur toute leur longueur. Cette précaution devra être appliquée à tous les conducteurs reliant les divers éléments du panneau avant, ceci pour éviter tout court-circuit entre deux connexions voisines, ou entre une connexion et la masse du châssis.

Enfin, la dernière pièce devant être montée sur le panneau, après câblage de tous les éléments, est le micro-ampèremètre qui, étant relativement fragile, devra faire l'objet de soins attentifs. Avant sa fixation, il faudra retirer les cosses, fournies avec l'instrument, et les souder aux fils correspondants. Après soudure, les cosses seront replacées sur les deux bornes du micro-ampèremètre et l'on serrera soigneusement, sans forcer, les écrous et contre-écrous de blocage, en évitant de faire tourner la tige filetée.

La **figure 7** représente une vue arrière de l'appareil complètement monté.

La **figure 8** indique les différents contacts réalisés dans les trois galettes du contacteur, respectivement dans les positions « cc+ », « cc— » et « ohms ». Les numéros de référence, que l'on retrouve sur le schéma général, permettent de repérer les connexions et d'éviter les erreurs de câblage.

Terminons par une remarque importante, valable d'ailleurs pour tous les appareils utilisant des lampes miniatures. Le montage et le câblage terminés, il reste à placer les tubes dans leurs supports respectifs. Les tubes miniatures, ainsi d'ailleurs que les tubes

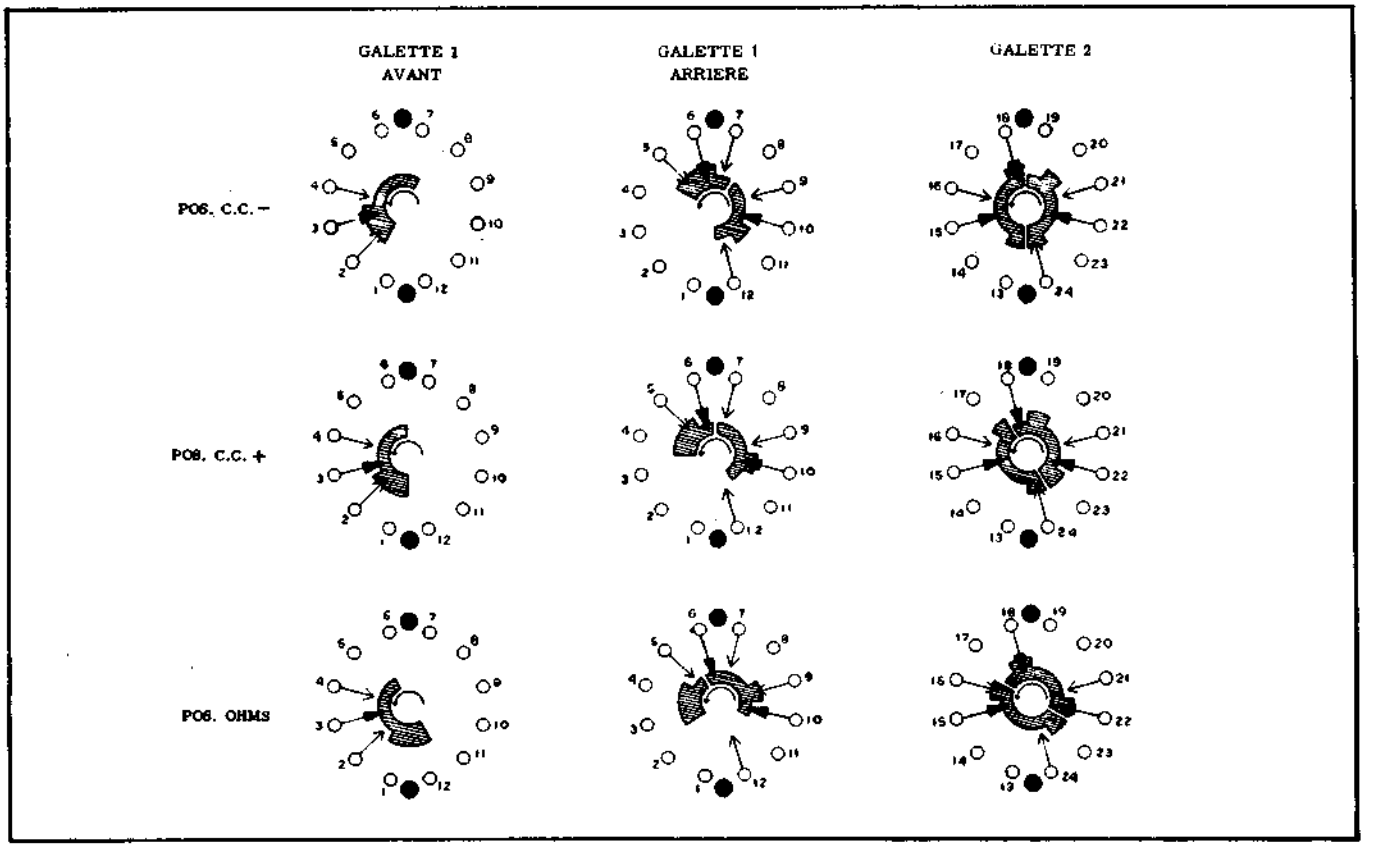


Fig. 8 - Représentation schématique des contacts des galettes du sélecteur de « fonctions ». On a représenté les trois positions correspondant au trois fonctions (CC—(CC+, Ohms). Les numéros de référence des divers contacts, indiqués galement sur les schéma général, facilitent le travail de câblage.

« noval », sont munis de broches sortant directement de l'embase de verre; ce type de construction réduit les dimensions du tube, mais en augmente la fragilité. Il faudra donc prendre certaines précautions lors de leur mise en place dans les supports. Il conviendra, tout d'abord, de les orienter convenablement pour que les broches tombent bien en face des logements correspondants du support, puis de les enfoncer délicatement, en évitant toute torsion qui risquerait de féler le verre et de provoquer une entrée d'air dont le résultat serait de détériorer la lampe.

Après avoir exécuté toutes les opérations résumées ci-dessus, mais qui sont plus longuement détaillées dans la brochure particulièrement claire livrée avec l'ensemble prêt à câbler on peut passer à la préparation des pointes de touche et des cordons destinés à relier l'appareil aux points du circuit à mesurer.

PREPARATION DES CORDONS ET DES POINTES DE TOUCHE

Cordon « commun » — Le cordon commun est constitué par une longueur de fil souple noir terminé, d'un côté par une fiche banane (noire) et de l'autre par une pince « crocodile ». La **figure 9-A** montre le détail de la construction. La fiche banane est fixée au fil par sa partie postérieure au moyen d'une vis de serrage maintenant le câble, préalablement dénudé sur quelques millimètres de longueur. On aura intérêt à étamer cette partie dénudée du fil pour en augmenter la rigidité et éviter le cisaillement des brins lors du serrage par la vis. On revissera, ensuite, la partie isolante en bakélite noire.

Ce cordon sera toujours enfiché dans la douille marquée « common » et la pince crocodile sera fixée à la masse de l'appareil sur lequel on doit effectuer les mesures.

Cordon « C.C. » — Ce cordon, destiné aux mesures en courant continu est constitué par un câble blindé terminé, à une extrémité, par une fiche pour jack et, à l'autre, par une pointe de touche noire. La figure **9B** montre le détail de réalisation. L'âme du fil blindé, conducteur interne, est soudée à la cosse correspondant à la pointe de la fiche, tandis que la tresse de blindage est soudée à la cosse rivée sur le corps de la fiche. A l'autre extrémité du câble, l'âme est soudée à une résistance de 1 mégohm placée à l'intérieur même de la pointe de touche noire. On veillera à ce que la tresse métallique ne puisse entrer en contact ni avec la soudure, ni avec le corps de la résistance; pour cela, elle sera coupée à 5 mm, au moins, avant la soudure. Cette tresse ne sera reliée en aucun point, du côté de la pointe de touche, sa mise à la masse du côté du voltmètre (par le corps de la fiche de jack)

étant suffisante pour assurer le blindage total du cordon. L'extrémité libre de la résistance de 1 mégohm sera introduite dans le trou prévu à cet effet dans la partie métallique de la pointe de touche. Ces opérations terminées, la partie isolante de la pointe de touche sera revissée, ce qui aura pour effet d'assurer un contact parfait entre le fil de la résistance et la pointe métallique. On se gardera bien de recouvrir la résistance et la soudure avec un ruban isolant quelconque dont l'effet serait de diminuer l'isolement entre la résistance et le manche isolant, risquant, ainsi, de fausser les lectures.

Cordon « C.A. » et « OHMS » — Ce cordon constitué par une longueur de fil souple recouvert de caoutchouc rouge, est terminé d'un côté par une pointe de touche rouge et, de l'autre, par une fiche banane de même couleur. Sa préparation, facile, est représentée sur la figure 9-C .

Cette dernière série d'opérations termine le montage de l'appareil. Il reste, alors, à procéder à la vérification des circuits. S'assurer, tout d'abord, qu'il n'y a aucun court-circuit, ou risque de court-circuit que le transformateur d'alimentation est correctement câblé et que toutes les soudures ont été faites dans les règles de l'art.

Le contrôle des circuits en suivant sur le schéma électrique toutes les connexions, peut se faire à l'aide d'un ohmmètre au moyen duquel il sera possible de vérifier, non seulement la continuité des circuits, mais, encore, les défauts d'isolement.

Il convient que le lecteur se livre, aussi soigneusement que possible, à ces opérations de vérification qui — spécialement dans le cas où cette réalisation est sa première expérience d'un montage complexe — lui éviteront de nombreuses recherches ultérieures.

Dans la leçon suivante, nous parlerons de la mise au point et de l'utilisation de ce voltmètre électronique.

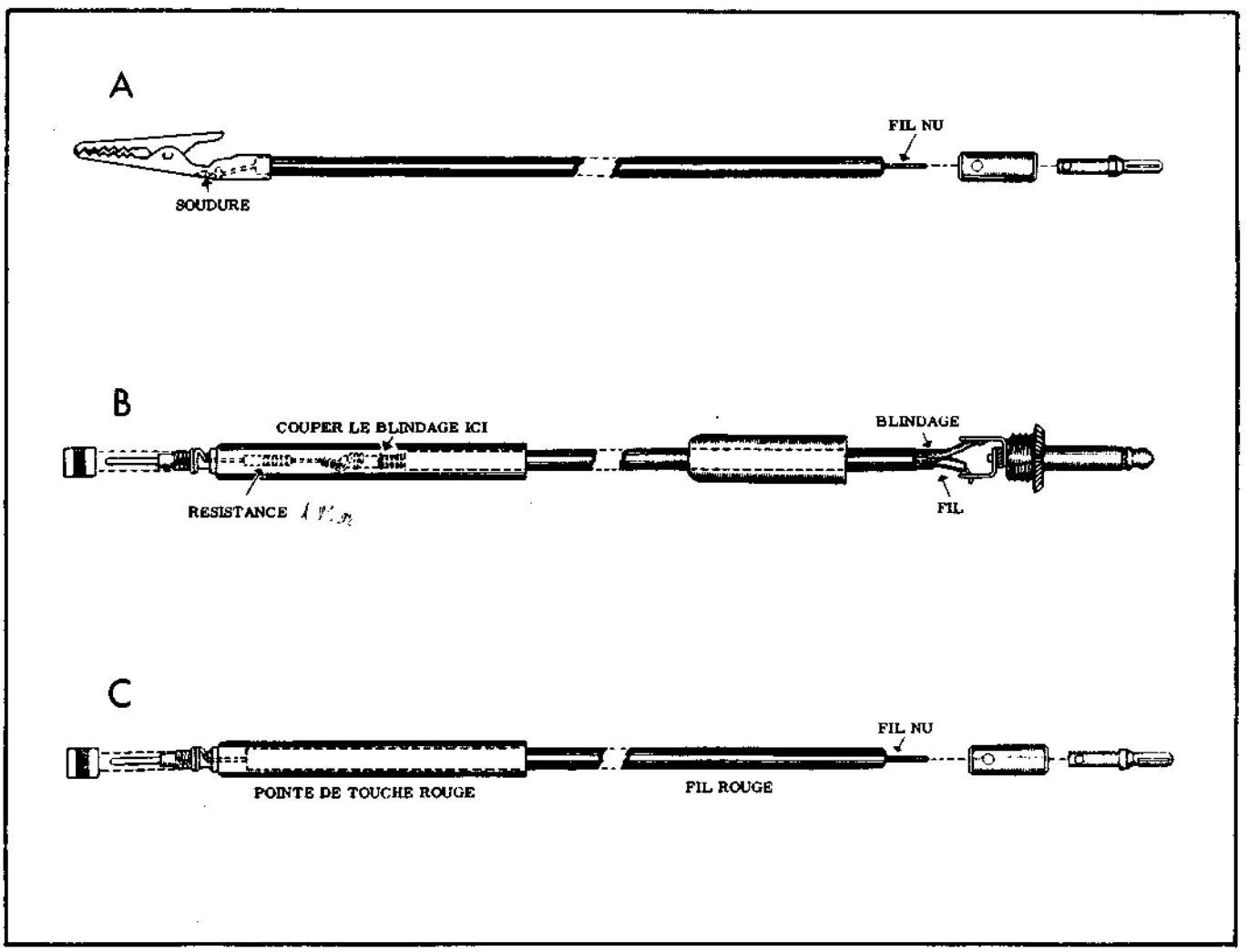


Fig. 9 - Construction des cordons: en A, cordon « commun » pourvu d'une fiche banane, d'un côté, et d'une pince crocodile, de l'autre, servant à le fixer à la masse de l'appareil sur lequel doivent être effectuées les mesures. En B, cordon pour la mesure des tensions continues, pointe de touche noire, câble blindé. Fiche bipolaire du type téléphone (pour jack); le blindage du câble est relié au corps extérieur de la fiche. A l'intérieur de la pointe de touche est montée une résistance de 1 mégohm qui doit être parfaitement isolée de la masse. En C, cordon pour les mesures en courant alternatif et pour l'ohmmètre (pointe de touche rouge).

Leçon n° 57

QUESTIONS sur les LEÇONS N^os 55 et 56

N. 1 — Comment procède-t-on pour transférer un signal de la sortie d'un étage à l'entrée de l'étage suivant?

N. 2 — Comment est constitué un couplage du type R - C ?

N. 3 — Qu'est-ce que la réponse en fréquence d'un étage amplificateur, ou d'un amplificateur tout entier?

N. 4 — Quelles sont les causes qui déterminent une diminution de l'amplification aux fréquences élevées?

N. 5 — Quelles sont les causes qui déterminent une diminution de l'amplification aux fréquences basses ?

N. 6 — Dans un étage du type R-C, quelle doit être la valeur de la résistance de charge pour obtenir l'amplitude maximum du signal de sortie?

N. 7 — Comment est constitué un couplage L-C?

N. 8 — Quelle différence constate-t-on entre la réponse en fréquence d'un amplificateur à couplage R-C, et celle d'un amplificateur à couplage par transformateur?

N. 9 — Quelle est la caractéristique qui différencie le couplage direct des autres modes de couplage?

N. 10 — Pour quelle raison, le couplage direct donne-t-il une courbe de réponse en fréquence plus linéaire?

N. 11 — Pour quelle raison, dans le fonctionnement en classe AB_2 et en classe B, la résistance de grille doit-elle être de faible valeur ?

N. 12 — Quels sont les composants permettant de distinguer un étage amplificateur Haute Fréquence, d'un étage amplificateur Basse Fréquence ?

N. 13 — Qu'entend-on par « temps de transit ».

N. 14 — Comment peut-on réduire le temps de transit?

N. 15 — Comment calcule-t-on le gain total d'un amplificateur en dB, connaissant le gain — toujours en dB — de chaque étage » ?

N. 16 — Quels sont les différents types de distorsion?

N. 17 — Pour quelles raisons un voltmètre à lampe doit-il pouvoir mesurer aussi bien les tensions continues positives que négatives ?

N. 18 — Si les deux triodes de la lampe 12AU7, employée dans le voltmètre à lampe décrit dans la 56ème leçon, ne sont pas absolument identiques entre elles, comment peut-on obtenir le « zéro », en l'absence de signal d'entrée ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 427

N. 1 — La résistance de charge d'un étage amplificateur de tension doit permettre d'obtenir la tension de sortie maximum avec la plus faible distorsion possible.
N. 2 — L'étage final de puissance doit pouvoir fournir la plus grande puissance de sortie avec le minimum de distorsions.
N. 3 — L'impédance de charge d'une triode doit être égale à deux ou trois fois la résistance dynamique de plaque, ceci pour éviter une distorsion excessive.
N. 4 — L'impédance de charge d'une pentode ne peut généralement dépasser une valeur égale au dixième de la résistance dynamique de plaque, ceci pour éviter une distorsion excessive.
N. 5 — La classe A, car — dans ce cas — les deux alternances du signal sont amplifiées uniformément, étant donné que le fonctionnement se fait dans la partie droite de la caractéristique.
N. 6 — Le rendement d'un étage de puissance est donné par le rapport entre la puissance de sortie (puissance modulée) et la puissance fournie par l'alimentation.
N. 7 — La tension de polarisation est telle, qu'en l'absence de signal, le courant anodique est presque nul (point de cut-off).
N. 8 — Parce que l'énergie n'est fournie au circuit plaque que pendant une fraction du cycle du signal d'entrée, pendant lequel la tension de plaque est minimum. Le courant anodique ne circule donc que pendant une partie du cycle du signal.
N.9 — De la non linéarité de la courbe caractéristique dynamique.
N. 10 — En classe A le rendement est de 20%; en classe AB, de 40%; en classe B, de 50 à 60%; en classe C, de 75 à 80%.
N. 11 — L'étage symétrique, ou push-pull, produit une distorsion plus faible que celle d'un étage à une seule lampe, car la linéarité de la caractéristique dynamique est meilleure. De plus, le signal d'entrée peut avoir une plus forte amplitude.
N. 12 — Dans le circuit d'une lampe amplificatrice, e_g, e_c, i_b et e_{RC} sont en phase entre eux, mais tous sont déphasés de 180° sur e_b.
N. 13 — La tension de polarisation, dans le système dit « par dispersion de grille », est produite par le signal lui-même.
N. 14 — Le voltmètre à lampe a une résistance d'entrée beaucoup plus grande en conséquence il charge beaucoup moins le circuit sur lequel la mesure est effectuée. En outre, grâce à son système redresseur spécial (par diode à vide ou à cristal), il a une capacité d'entrée bien moins élevée que celle du classique redresseur à oxyde et il peut donc fonctionner sur une gamme de fréquence plus étendue. Il faut également ajouter que le voltmètre à lampe est généralement plus sensible.
N. 15 — La sonde est un dispositif au moyen duquel on peut faire des mesures en divers points d'un circuit. Elle contient des éléments qui isolent le voltmètre à lampe du circuit à mesurer et qui réduisent, ainsi, les résistances et capacités parasites susceptibles d'en perturber le fonctionnement. La sonde peut parfois contenir un élément redresseur pour la mesure des tensions de fréquence élevée.

CONSTRUCTION D'UN VOLTMETRE A LAMPE

Mise au point et utilisation

Un des avantages des montages « prêts à câbler », réside dans le fait que celui qui le construit acquiert une connaissance du circuit suffisante pour lui permettre de l'utiliser de mieux possible.

Les opérations de vérification et de mise au point, effectuées conformément aux instructions données ci-dessous, ne présentent aucune difficulté et peuvent être faites, soit à titre de simple contrôle, soit pour obtenir une meilleure précision.

Après avoir terminé le montage mécanique et électrique, et après avoir vérifié soigneusement le travail, comme indiqué dans la leçon précédente, on peut procéder aux essais de l'appareil. Pour cette opération, il est nécessaire de disposer d'un contrôleur universel.

Tout d'abord, avant de placer les lampes dans leurs supports, il convient de brancher l'appareil au réseau électrique (110 à 127 volts alternatifs). Cela fait, on met en route l'appareil en plaçant le sélecteur de fonctions sur une position quelconque autre que la première, ou position « off », qui est la position d'arrêt. Il faut immédiatement s'assurer qu'aucun ronflement ou vibration ne se manifeste dans l'appareil, et qu'aucune étincelle ne se produit entre deux conducteurs, ou entre un conducteur et la masse. Si tout est en ordre, on contrôlera la tension alternative fournie par le secondaire haute tension du transformateur d'alimentation, au moyen du contrôleur universel sur la sensibilité « 250 V c.a. »; on devra mesurer une tension alternative de 130 volts environ entre les deux fils rouges. Plaçant le contrôleur sur la sensibilité « 10 V. c.a. », on mesurera la tension entre les cosses 3 et 4 du support de la 6AL5 et entre les paires de cosses 9-4 et 9-5 de la 12AU7, on doit trouver dans les deux cas, une tension alternative de 6 volts environ. On vérifiera, également, que la lampe témoin placée dans le voyant situé sur le panneau avant, est bien allumée. Ces opérations étant terminées, on placera le contrôleur universel sur la position « 150 V. c.c. » et on mesurera la tension continue entre la masse et les deux extrémités du condensateur chimique de 16 µF. Entre la masse et le pôle positif du condensateur, on aura une tension positive de 65 V, environ, tandis qu'entre la masse et le pôle négatif de ce même condensateur, la tension sera de 70 V (négatifs.)

Dans le cas où l'une des tensions indiquées ci-dessus serait différente de la valeur normale, il faudrait arrêter l'appareil et en chercher la cause en vérifiant une fois encore le circuit et les divers composants.

Si tout est normal, on peut placer les lampes dans leurs supports respectifs, brancher à nouveau le secteur, et vérifier que les cathodes des deux tubes sont portées à l'incandescence. Au bout de 30 secondes, temps nécessaire pour que les cathodes atteignent leur température normale de fonctionnement, on place le bouton de commande du sélecteur « fonctions » sur la position « dc+ » ou « dc— », et le contacteur « sensibilités » sur « 1.5 V. ». En agissant alors sur la commande « zero adjust » (tarage), l'aiguille du microampèremètre devra être ramenée sur la division zéro, au début des échelles.

Après quelques minutes, on vérifiera qu'aucune résistance ne chauffe d'une manière excessive et qu'aucune étincelle ne se produit dans les circuits.

Cela fait, il convient d'éteindre l'appareil et de procéder à la remise au zéro mécanique de l'aiguille. Pour cela, avec l'instrument en position normale de travail (position verticale), on tourne lentement la vis placée sous le cadran, au centre du microampèremètre, dans un sens ou dans l'autre, jusqu'à ce que l'aiguille se trouve exactement sur les graduations « 0 » des quatre échelles supérieures.

Mise au point

Le tarage définitif de l'instrument doit se faire en deux temps: en d'autres termes, on procède tout d'abord à un tarage provisoire et on laisse fonctionner l'appareil pendant un certain temps, dit « temps de vieillissement ». Pour cela, on met le voltmètre à lampe sous tension pendant une période continue d'au moins 48 heures, ce qui a pour effet de permettre une certaine stabilisation des caractéristiques électriques des composants du montage et, tout particulièrement, des lampes. Après cette période de vieillissement, on répète les opérations de mise à zéro, et l'appareil est prêt à fonctionner correctement.

Tarage en courant continu — Placer le sélecteur « fonctions » sur la position « DC+ » (mesure des tensions continues positives par rapport à la masse) et le contacteur de sensibilités sur « 1,5 V ». Brancher le cordon noir « commun » à la douille correspondante (en bas à gauche) et le cordon blindé, terminé par la fiche de jack, dans la prise centrale; relier les extrémités de ces cordons aux pôles d'une pile neuve de 1,5 volts (par exemple, la pile fournie avec l'appareil pour l'ohmmètre). Ajuster avec un tournevis, le potentiomètre situé au centre de la plaquette imprimée (voir fig. 4) portant l'indication « CAL. CC », jusqu'à ce que l'aiguille du galvanomètre se trouve exactement sur le point rouge situé à droite de l'extrémité de l'échelle 15 volts.

Le sélecteur étant toujours sur la position « DC+ » vérifier le fonctionnement de la commande « zero adjust » (réglage du zéro): en tournant ce bouton, l'aiguille doit se déplacer jusqu'à la moitié, environ, du cadran (en l'absence de tension appliquée aux cordons). Mettre cette aiguille exactement sur zéro (début des échelles) et commuter de « DC+ » sur « DC— ». On doit trouver un réglage pour lequel cette commutation ne provoque aucun déplacement de l'aiguille. Dans le cas contraire, si une déviation supérieure à deux divisions se produit, il est nécessaire de procéder à un nouveau vieillissement de la lampe 12AU7.

Vérification de l'Ohmmètre — Eteindre l'appareil; placer la pile de telle sorte que le pôle négatif soit en contact avec le ressort et s'assurer que les contacts sont parfaitement propres.

Mettre l'appareil en route et placer le sélecteur « fonctions » sur la position « OHMS ». Agir sur le bouton « OHMS ADJ. » jusqu'à ce que l'aiguille se stabilise sur la position « Infini », à l'extrémité droite de l'échelle supérieure. Enficher les cordons rouge et noir (commun) dans les douilles correspondantes (gauche et droite) et mettre en contact leurs deux extrémités libres. L'aiguille de l'instrument doit revenir immédiatement au zéro, c'est-à-dire au début de l'échelle, à gauche.

Tarage en courant alternatif — Débrancher provisoirement le cordon rouge. Mettre le sélecteur de fonctions sur la position « AC » et le contacteur de sensibilités sur « 1.5 V ». Ajuster au moyen d'un tournevis, le potentiomètre « Equil. C.A. » jusqu'à ce que l'aiguille reste au zéro lorsque l'on place successivement le sélecteur de fonctions sur « AC », « DC+ » ou « DC— ». Rebrancher le cordon rouge et relier les deux cordons à une prise de courant (tension du secteur) après avoir placé le contacteur de sensibilités sur la position «500 V».

Régler alors le potentiomètre « Cal. C.A. », placé sur la plaquette à circuit imprimé, pour que l'instrument indique exactement la tension du secteur (127 ou 220 volts) sur l'échelle 500 volts. Dans le cas où l'on ne serait pas absolument certain de la tension du secteur, il serait utile de la mesurer avec un voltmètre alternatif précis.

Les opérations décrites ci-dessus terminent la mise au point. Si le montage a été correctement réalisé, on ne doit rencontrer aucune difficulté. Ces premiers réglages ont servi principalement à la vérification du bon fonctionnement de l'ensemble des circuits. Il faut maintenant laisser l'appareil sous tension pendant 48 heures consécutives au moins, et répéter les opérations de mise au point.

Les caractéristiques du circuit sont telles que la stabilité maximum est assurée pour un temps indéterminé. Toutefois, si une variation se manifeste par suite d'une modification bien improbable des valeurs d'un ou de plusieurs composants, on devra rechercher l'organe défectueux et le remplacer, avant de recommencer le tarage de l'instrument.

Mode d'emploi

Comme déjà dit dans la 53ème leçon, le voltmètre électronique présente de nombreux avantages sur le classique contrôleur universel (ou multimètre), parmi lesquels le plus important est sa forte impédance d'entrée. Elle permet de faire des mesures très précises sur des circuits à haute impédance, comme le circuit de sortie des étages amplificateurs à couplage par résistance-capacité, la mesure des tensions de polarisation directement sur la grille d'une lampe etc...

Pour mieux comprendre cela, examions la **figure 1**: elle représente une lampe amplificatrice, ayant une résistance de charge de 500 000 ohms et fonctionnant sous une tension d'alimentation de 100 volts. Supposons que dans ces conditions, le courant anodique du tube provoque une chute de tension de 50 volts aux bornes de cette résistance; la tension plaque effective sera donc de 50 volts. Si pour mesurer cette tension, nous utilisons un voltmètre courant ayant une sensibilité de 1 000 ohms/volt par exemple, sur l'échel-

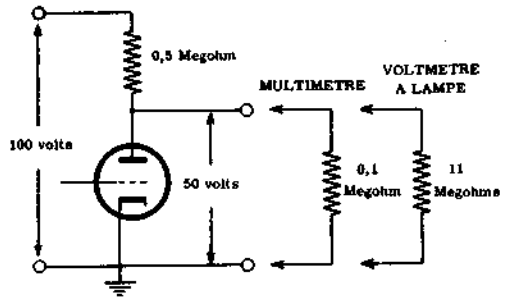


Fig. 1 - Lorsqu'on mesure la tension anodique d'une lampe avec multimètre ayant une faible résistance interne, on trouve une tension très inférieure à la valeur réelle. Par contre, si cette mesure est effectuée au moyen d'un voltmètre à lampe, dont la résistance d'entrée est très élevée, on obtient une lecture correcte de la tension réellement appliquée sur l'électrode du tube.

le 100 volts, la résistance du voltmètre sera de 100 000 ohms seulement. Cette résistance — au cours de la mesure — se trouvera placée entre la plaque du tube et la masse, c'est-à-dire en parallèle sur la résistance interne du tube qui est de l'ordre de 500 000 ohms (puisque la chute de tension entre plaque et cathode dans notre exemple, est de 50 volts, tout comme la chute dans la résistance de charge, et que le courant anodique est évidemment le même dans les deux cas).

Dans ces conditions, au cours de la mesure, la résistance entre plaque et masse sera égale à celle résultant de la mise en parallèle de la résistance interne de la lampe et de la résistance du voltmètre (soit 500 000 ohms en parallèle sur 100 000 ohms). La valeur totale ne sera plus de 500 000 ohms, mais de 83 330 ohms seulement. En conséquence, pendant la mesure, la tension entre plaque et cathode descend à 14 V environ, alors qu'elle devrait être de 50 V.

Si par contre, nous faisons cette même mesure avec un voltmètre électronique du type décrit plus haut, dont la résistance d'entrée est de 11 mégohms, il sera facile pour nos lecteurs de calculer le pourcentage d'erreur introduit par l'instrument, qui est absolument négligeable en pratique.

Mesures des tensions continues — Relier le cordon noir (commun) au côté froid (généralement la masse) de la tension à mesurer en se servant de la pince crocodile, prévue à cet effet, à l'extrémité du cordon. Placer le sélecteur de fonctions sur « DC+ » ou « DC— », selon que la tension à mesurer est positive ou négative par rapport à la masse. Mettre le contacteur de sensibilités sur une position permettant la mesure de tensions sûrement supérieures à celle à mesurer; dans le cas où la valeur approximative de cette tension est inconnue, ce contacteur doit, tout d'abord, être placé sur la sensibilité « 1 500 V ».

Avec l'autre pointe (terminant le câble blindé), toucher le côté « chaud » de la tension à mesurer: si l'aiguille de l'instrument ne dépasse pas le premier tiers de l'échelle, passer sur la sensibilité inférieure. En effet, pour que la lecture soit facile et précise, il faut que la déviation de l'aiguille se situe entre la moitié et les 2/3 de la déviation totale.

Les sensibilités 1,5 - 5 et 15 volts sont utilisées, dans la position « DC— », pour mesurer les tensions de po-

larisation directement sur les grilles des lampes. Sur les autres sensibilités on peut également mesurer les tensions anodiques ou autres, directement sur les électrodes des tubes électroniques: ceci, nous le savons, grâce à l'impédance d'entrée élevée du voltmètre à lampe qui n'apporte aucun changement appréciable de la valeur de la résistance de charge aux bornes de laquelle se fait la mesure de la tension.

Mesure des tensions alternatives — Relier le câble commun (noir) comme pour la mesure des tensions continues; dans ce cas également, la pince crocodile sera en contact avec le côté « froid » de la tension à mesurer. Placer le sélecteur de fonctions sur « AC » et le contacteur de sensibilités sur une position permettant la mesure de tensions supérieures à celle à mesurer; toujours dans le cas où cette tensions n'est pas approximativement connue, ce contacteur devra tout d'abord être placé sur la position « 1 500 V ».

On remarquera que les échelles pour courant alternatif sont étalonnées aussi bien en valeurs efficaces qu'en valeurs de crête. Lorsqu'on mesure des tensions sinusoïdales, ces deux valeurs peuvent être lues indifféremment puisque la tension de crête à crête est égale à la tension efficace multipliée par le facteur 2,83.

Par contre, lorsqu'on mesure des tensions alternatives non sinusoïdales (comme par exemple des tensions comportant de fortes distorsions, des signaux rectangulaires ou en dents de scie etc...) la lecture devra être considérée comme étant égale à environ 35% de la tension de crête.

Si par exemple le contacteur de sensibilité est placé sur « 15 V », et qu'une d.d.p. sinusoïdale de 10 volts eff. est appliquée entre les deux cordons du voltmètre, l'aiguille indiquera cette tension sur l'échelle étalonnée en tensions efficaces, et elle indiquera une tension de 28,3 volts, sur l'échelle portant les tensions de crête. Cette double lecture est très utile, car elle évite la perte de temps pour calculer la tension de crête, connaissant la tension efficace et inversement.

Lorsqu'on fait une mesure en courant alternatif, il faut toujours se rappeler que le cordon rouge, à relier au point « chaud » du circuit à mesurer, est particulièrement sensible aux champs électromagnétiques extérieures et particulièrement, à celui du corps de l'opérateur. Le seul contact de la main sur le manche isolant de la pointe de touche peut provoquer une déviation de l'aiguille du voltmètre qui — naturellement —peut fausser la mesure. C'est pourquoi sur les sensibilités inférieures à 150 volt, la remise au zéro doit toujours être faite en court-circuitant entre eux les deux cordons, puis on fera la lecture en plaçant la pointe de touche rouge en contact avec le point où l'on doit mesurer la tension alternative, et en retirant la main. Cet inconvénient, commun à tous les voltmètres électroniques trés sensibles, peut entraîner des erreurs allant de 5 à 15%, selon la sensibilité utilisée.

Lors des mesures de tensions élevées, il conviendra de prendre les précautions énoncées dans notre 53ème Leçon et en particulier, il sera bon de brancher les cordons de mesure à l'appareil à essayer alors que celui-ci ne sera pas encore sous tension; de même, les cordons seront débranchés après avoir arrêté le fonctionnement de l'appareil.

Mesure des résistances — Le cordon « commun » (noir) sera toujours enfiché dans sa douille (en bas et à gauche) et le cordon rouge dans sa douille à droite. Le sélecteur de fonctions sera mis sur la position « OHMS », et le contacteur de sensibilités sera placé sur la gamme permettant d'obtenir la lecture de la résistance inconnue vers le centre de l'échelle.

On procède tout d'abord au tarage de l'instrument, en tenant les cordons isolés l'un de l'autre, et en agissant sur le bouton marqué « OHMS ADJ. », pour amener l'aiguille à sa déviation maximum, à l'extrémité droite de l'échelle, sur le point « Infini ». On fait alors la mesure en plaçant les deux extrémités des cordons aux bornes de la résistance et en choisissant la gamme qui donne la lecture la plus facile et la plus exacte. Après avoir déterminé la gamme à utiliser pour cette mesure, il est bon de détacher un des cordons et de vérifier à nouveau le tarage, avant de faire la mesure définitive.

La valeur lue sur le cadran sera multiplié par le facteur indiqué sur le contacteur de sensibilité.

Précisons que bien qu'une pile soit utilisée pour la fonction « Ohmmètre », les mesures se font à travers un circuit électronique et qu'en conséquence, même lors des mesures de résistances, l'instrument doit être mis sous tension. Pour éviter une usure prématurée de la pile, le sélecteur fonctions ne sera placé sur la position « OHMS » que pendant les mesures; dès la fin de celle-ci, il sera ramené sur une autre position.

Mesures en courant alternatif sur l'échelle «décibels» — Le standard conventionnel, 0 dB = 1 mW dans 600 ohms, a été adopté dans cet appareil (voir 54ème Leçon). La valeur 0 dB correspond donc à une tension de 0,774 volt alternatif sur l'échelle 1,5 V efficaces. Les corrections à apporter aux lectures en dB faites sur les autres echelles sont les suivantes:

Echelles volts	*Echelles décibels*
0 — 1,5 V	Lecture directe
0 — 5 V	Ajouter + 10 dB
0 — 15 V	Ajouter + 20 dB
0 — 50 V	Ajouter + 30 dB
0 — 150 V	Ajouter + 40 dB
0 — 500 V	Ajouter + 50 dB
0 — 1 500 V	Ajouter + 60 dB

Lecture des échelles — Les indications portées sur le cadran du contacteur de sensibilités concernent évidemment les lectures en fin d'échelle pour chaque sensibilité. Avec le contacteur sur la sensibilité « 1,5 V », on utilisera l'échelle 0-15 V, en divisant par 10 les lectures effectuées. Par exemple, si l'aiguille s'arrête sur le chiffre8, la tension mesurée sera de 0,8 volt.

Avec le contacteur sur la sensibilité « 5 V », on fera la lecture sur l'échelle 0-50 V, en divisant également par 10 les valeurs indiquées; en conséquence, si l'aiguille marque 40, la tension mesurée est de 4 volts.

Sur les sensibilités 15 et 50 volts, les lectures sont évidemment directes. Par contre, pour la sensibilité 150 V, on utilisera l'échelle 15 V et la lecture sera multipliée par 10. Pour la sensibilité 500 V, c'est l'échelle 50 V qui sera utilisée et la lecture sera également multipliée par 10. Enfin, les tensions allant jus-

qu'à 1 500 volts seront lues sur l'échelle 15 V, et les lectures seront multipliées par 100. Dans ce cas par exemple, si l'aiguille indique le chiffre 8, la tension mesurée sera de 800 volts.

La **figure 2** reproduit le cadran complet de l'instrument de mesure. On remarquera que la deuxième et la troisième échelle, en partant du haut de la figure, portent à leur extrémité gauche les mentions « DC V » et « AC V » (c'est-à-dire « volts continus » et « volts alternatifs »). Cela ne veut pas dire que la deuxième échelle soit exclusivement réservée aux mesures en continu et la troisième aux mesures en alternatif, mais au contraire, que ces deux échelles servent également pour ces deux courants, selon la position du sélecteur de fonctions.

L'échelle de l'ohmmètre, (échelle supérieure) est directement graduée en ohms, elle donne donc des lectures directes lorsque le contacteur de sensibilités est sur la position « OHMS × 1 ». Sur les autres gammes, les lectures devront être multipliées respectivement par 10, 100, 1 000 10 000, 100 000 ou par 1 000 000, selon les indications portées sur le cadran du contacteur de sensibilités.

La précision de l'équipage mobile est de l'ordre de 2%, à fond d'échelle. Pour les mesures en courant continu, la précision du multiplicateur est de l'ordre de 1% qui, ajoutée à celle de l'instrument, donne une précision totale de 3%.

Si l'on compare les lectures de ce voltmètre électronique avec celles fournies par un autre instrument, il faudra tenir compte que ce dernier (à moins qu'il ne s'agisse d'un « étalon » de haute précision), peut produire une erreur en sens contraire.

Nous savons que lorsqu'on parle de précision, celle-ci est indiquée par le signe ± suivi d'un pourcentage numérique (par exemple, ± 2%). Cela signifie que sur une tension de 10 V, la valeur indiquée peut différer de 2 V, en plus ou en moins, c'est-à-dire que la tension mesurée peut être comprise entre 98 et 102 V.

Supposons que notre instrument commette une erreur de 2% en moins, et que l'instrument utilisé pour le contrôler soit de la même classe, c'est-à-dire que sa précision soit également de 2%. Si ce dernier introduit une erreur de 2% dans le sens opposé, c'est-à-dire s'il donne une lecture de 102 volts, nous aurons entre les deux instruments une différence égale a:

$$102 - 98 = 4 \text{ volts}$$

Cette différence ne peut être imputée entièrement à l'un ou l'autre instrument, mais elle doit être divisée entre les deux. Dans le cas contraire, la tolérance de lecture de l'instrument auquel l'erreur serait imputée, ne serait plus de 2%, mais de 4%.

La précision de la fonction ohmmètre dépend de la précision de l'instrument (que nous savons être égale à 2%), de celle du multiplicateur (1%) ainsi que de la résistance interne de la pile et de la stabilité de sa tension. On tiendra compte du fait qu'une pile sèche, même non soumise à une utilisation prolongée, après une certaine période de temps, qui peut varier — selon la température ambiante — de un à plusieurs mois, perd sa stabilité. La tension fournie devient instable et la résistance interne augmente. En conséquence, pour avoir des mesures exactes en ohmmètre, il est recommandé de remplacer la pile tous les trois mois, indépendemment de l'utilisation qui en est faite, et de la tension mesurée à ses bornes.

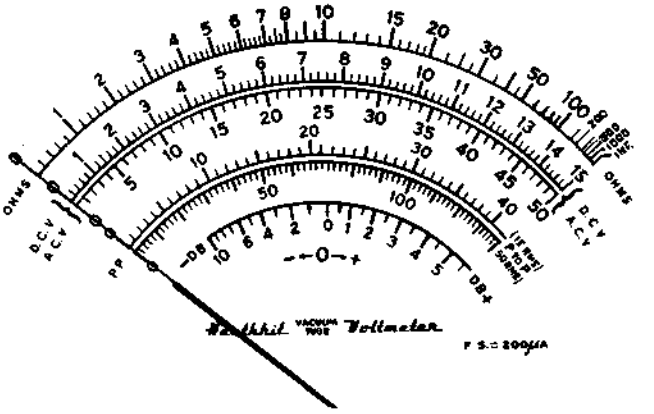


Fig. 2 - Reproduction du cadran du microampèremètre du voltmètre à lampe IM 11. L'échelle de l'Ohmmètre comporte la graduation 10 au centre du cadran, ce qui donne une lecture facile et précise sur toute l'étendue de l'échelle. La partie voltmètre compte quatre échelles distinctes: deux pour les tensions efficaces et deux pour les tensions de crête. L'échelle des décibels peut être étendue au moyen des facteurs correctifs indiqués dans le texte. Le zéro central, sous l'échelle du bas, permet la mesure des tensions négatives ou positives sur la la même position du contacteur et sur la même échelle.

Sur les gammes les plus basses de l'ohmmètre, le courant passant dans le multiplicateur est d'intensité plus élevée, il est bon de faire les mesures très rapidement, pour éviter que la pile, qui doit délivrer un courant d'une intensité notable, ne se décharge prématurément.

Sur les sensibilités en courant alternatif, la précision de l'appareil peut être affectée par la présence de champs électromagnétiques externes et il convient de prendre les précautions indiquées plus haut. Dans tous les cas, avec l'expérience, l'opérateur pourra toujours faire des mesures suffisamment exactes.

Comme on peut le remarquer sur la figure 2, un point « zéro », de part et d'autre duquel sont indiquées deux flèches tournées respectivement vers la droite (+) et vers la gauche (—), a été dessiné sous l'échelle des décibels. L'appareil peut ainsi être utilisé comme galvanomètre pour la mesure des tensions continues et alternatives de très basse fréquence, sans tenir compte de leur polarité. Il peut être également utilisé comme indicateur de zéro pour le réglage d'un discriminateur ou d'un pont de mesures.

Nous avons vu comment, au moyen de la commande « ZERO ADJUST », il était possible d'amener l'aiguille en l'absence de toute tension aux bornes d'entrée, au milieu de l'échelle, soit précisemment sur le point « 0 »; ceci aussi bien sur la position « DC+ » que sur la position « DC— ». Sur la position « DC+ », une tension positive appliquée à l'entrée provoque le déplacement de l'aiguille vers la droite. Si dans ces conditions, nous voulions mesurer une tension négative par rapport à la masse, l'aiguille dévierait vers la gauche, hors de l'échelle. La lecture serait impossible et dans ce cas, il faudra placer le sélecteur de fonctions sur la position « DC— ».

On peut être amené parfois, pour la commodité du

travail, à vouloir mesurer rapidement des tensions négatives ou positives, sans être obligé de commuter à chaque fois le sélecteur de fonctions.

Pour cela, il suffit d'amener l'aiguille sur le zéro central au moyen du bouton « ZERO ADJUST » et de placer le sélecteur sur la position « DC+ ». Dans ces conditions, une tension positive fera dévier l'aiguille vers la seconde moitié de l'échelle, tandis qu'une tension négative la fera dévier en sens opposé, c'est-à-dire vers l'extrémité gauche. Les échelles étant linéaires (celles du voltmètre), il sera possible de faire la lecture en tenant compte simplement du nombre de divisions. Dans ce cas, les échelles sont réduites de moitié; c'est ainsi que sur la sensibilité « 50 V » par exemple en plaçant l'aiguille au centre de l'échelle, nous pourrons mesurer 25 volts positifs ou négatifs par rapport à la masse, selon que l'aiguille accusera une déviation vers la droite ou vers la gauche.

Dans ce cas, chaque division en trait plus épais et plus long correspond à une tension de 5 volts, et chaque petite division à 0.2 volt. Les chiffres indiqués sur le cadran ne peuvent plus servir, car ils ne correspondent plus aux tensions réelles, mais le calcul est très facile. Supposons que sur l'échelle « 50 V », l'aiguille s'arrête sur la petite division précédent celle marquée 20. Nous savons qu'une grande division correspond à 5 volts et une petite à 0,2 volt. La tension lue sur le voltmètre sera donc de 5,2 volts négatifs par rapport à la masse.

Charge électrostatique — Dans tous les instruments de mesure à cadre mobile, surtout s'ils sont très sensibles, se produisent parfois des phénomènes électrostatiques provoquant une déviation de l'aiguille, en l'absence de tension appliquée à leurs bornes. Ceci arrive en particulier, lorsqu'on procède au nettoyage du verre de protection avec un chiffon de laine. L'attraction entre les deux corps se traduit par une charge électrostatique qui déplace l'aiguille.

Le polystirène qui recouvre le galvanomètre du voltmètre à lampe a été traité de manière à réduire au maximum l'effet ci-dessus mentionné. Dans le cas toutefois où ce phénomène se manifesterait, à la suite du nettoyage effectué avec un chiffon, on peut le neutraliser en frottant la surface électrisée avec un chiffon imbibé de « Glin ». Il s'agit là d'un produit qui neutralise la charge électrique et que l'on trouve facilement dans le commerce. Mentionnons que le phénomène disparaît de lui-même au bout d'un certain temps, pouvant varier entre quelques heures et un ou deux jours.

Dépannage — Dans le cas où certains défauts se manifesteraient, soit pendant la mise au point, soit après un certain temps, nous suggérons de faire les vérifications suivantes:

1°) Contrôler l'état des deux tubes 12AU7 et 6AL5, en les remplaçant éventuellement par des tubes dont on est sûr. Ces lampes n'ont pas besoin d'avoir des caractéristiques particulières, et leur remplacement par d'autres lampes, du même type, ne peut avoir de répercussions sur le tarage de l'instrument. La double triode ne doit pas être constituée nécessairement par deux éléments rigoureusement identiques: l'équilibre peut être obtenu au moyen du potentiomètre prévu à cet effet.

2°) Si le défaut de fonctionnement ne se manifeste que sur les sensibilités en courant alternatif, il est évident que le seul tube responsable, en même temps que les circuits la concernant, est la 6AL5.

3°) Si la panne n'affecte que la fonction ohmmètre, il convient de vérifier avant tout, l'état de la pile de 1,5 volts, ainsi que la propreté des contacts. Si l'aiguille dévie vers la droite, quelle que soit la position du potentiomètre de tarage, cela indique qu'il existe certainement une interruption dans le circuit comportant les résistances en série. Il faut noter que pour que le fonctionnement en ohmmètre soit correct, il faut que l'appareil fonctionne parfaitement bien comme voltmètre.

4°) Quand l'instrument vient à peine d'être monté, il peut arriver qu'on ne puisse obtenir une mise à zéro parfaite. Ceci est généralement imputable à un défaut de vieillissement du tube 12AU7 et il suffit comme nous l'avons indiqué plus haut, de le chauffer pendant 48 heures sans interruption pour remédier à ce défaut.

5°) Vérifier également que les cordons reliant les pointes de touche à l'appareil ne sont pas coupés. Cela peut se produire assez souvent, en raison des nombreuses torsions que ces fils subissent au cours des mesures. On contrôlera en particulier qu'il n'y a pas de pertes d'isolement entre le conducteur central et la tresse métallique du câble blindé servant aux mesures en courant continu.

6°) Le non fonctionnement de la commande de remise à zéro peut provenir d'une interruption des connexions allant aux cosse 1 et 6 du support du tube 12AU7.

7°) En cas de difficultés, contrôler toutes les tensions et répéter toutes les opérations effectuées lors de la mise au point.

Au cas fort improblabe où le circuit imprimé présenterait des coupures dans les connexions en cuivre déposées sur la plaquette isolante, la réparation pourra être faite assez facilement: il suffira de faire un « pont » reliant les deux bords de la rupture. Pour cela, préparer une petite longueur de fil nu rigide, de quelques dixièmes de millimètre de diamètre. Le placer sur la coupure de telle sorte qu'il se trouve à cheval sur elle. Le souder au circuit imprimé, en le tenant fermement en place et en utilisant un fer à souder bien propre et de la soudure de bonne qualité.

Pendant cette opération délicate, il faut que le fer à souder reste le moins longtemps possible en contact avec le circuit, cela pour éviter de brûler l'isolant. C'est pourquoi, le fer à souder et le fil devront être parfaitement propres.

Au cas où l'équipage mobile du galvanomètre est endommagé (coupure de la bobine, rupture d'un ressort de rappel, etc...), il est déconseillé de tenter d'effectuer soi-même la réparation, à moins de posséder la compétence et l'outillage nécessaire. Il est préférable en règle générale, de s'adresser à un atelier spécialisé dans ce genre de réparations.

Leçon n° 58

LES TRANSFORMATEURS BASSE FREQUENCE

Dans notre 37ème leçon, nous avons étudié le fonctionnement des transformateurs, en général; toutefois, cette étude ne concernait que les transformateurs d'alimentation, c'est-à-dire des organes fonctionnant sur une fréquence bien déterminée (fréquence du réseau électrique) et dont le rôle est de fournir une certaine puissance. En Electronique, outre le type de transformateur cité ci-dessus, on rencontre très souvent d'autres organes destinés à fonctionner dans une gamme de fréquences très étendue et qui, fréquemment, sont simplement des transformateurs de tension, dont la fonction n'est pas de transmettre de la puissance mais simplement la tension du signal (modulation B.F.) aux divers étages amplificateurs. C'est le cas des transformateurs, microphoniques, des transformateurs de couplage entre étages, etc.

Le transformateur Basse Fréquence est un élément extrêmement important de la technique radio-électrique et c'est pourquoi nous jugeons utile de lui consacrer une leçon entière, tout comme nous l'avons fait pour les transformateurs d'alimentation. Naturellement, nous tiendrons pour acquises certaines notions, comme par exemple la théorie du fonctionnement, qui sont les mêmes pour tous les types de transformateurs; toutefois, nous serons parfois amenés à revenir sur certaines caractéristiques générales pour mieux faire comprendre notre nouvel exposé.

Cela dit, examinons le schéma complet d'un amplificateur B.F. à trois étages (sans les circuits d'alimentation) représenté sur la **figure 1**. On y remarque la présence de 3 transformateurs — conçus pour l'utilisation en BF — ayant chacun une fonction différente.

Comme on peut le voir, un transformateur de tension, appelé **transformateur d'entrée**, est utilisé pour transmettre le signal à la grille de commande du premier tube amplificateur; son rôle est d'élever la faible tension du signal provenant d'un microphone ou d'une autre source similaire. Les transformateurs d'entrée ont généralement un rapport de transformation (tours secondaire/tours primaire) assez grand, ce qui a pour effet d'augmenter fortement la faible amplitude de la tension du signal d'entrée.

La sortie du second étage amplificateur de tension est couplée à la grille de l'étage amplificateur de puissance au moyen d'un transformateur de tension, appelé **transformateur intervalve**. D'une manière générale, ces transformateurs intermédiaires ont un rapport de transformation de trois. au maximum.

La plaque du tube amplificateur de puissance est couplée à la charge (qui peut être, par exemple, la bobine mobile d'un haut-parleur) au moyen d'un transformateur de couplage, appelé **transformateur de sortie**. Les transformateurs de sortie sont des transformateurs de puissance, car ils doivent fournir la puissance relativement élevée demandée par la charge. Ce sont généralement des transformateurs abaisseurs de tension (rapport de transformation inférieur à 1), afin qu'en réduisant la tension de sortie on puisse augmenter le courant jusqu'à la valeur requise par la charge, permettant ainsi sa parfaite adaptation. L'analyse de chacun des types de transformateurs ci-dessus mentionnés est facilitée en recourant à l'étude d'un **circuit équivalent** que l'on suppose équipé d'un **transformateur idéal**.

LE TRANSFORMATEUR IDEAL

Un « transformateur idéal » est celui qui ne présente aucune perte, c'est-à-dire qui ne dissipe aucune puissance. Evidemment, un tel transformateur n'existe pas en pratique, mais à travers l'étude de ce transformateur idéal, nous pourrons analyser plus facilement le fonctionnement des transformateurs réels. En utilisant cette conception de transformateur idéal, nous pouvons représenter un circuit équivalent à un transformateur réel, dans lequel on imagine que les pertes inhérentes à ce dernier se produisent dans un circuit très simple totalement séparé de celui du transformateur idéal.

Conséquence directe de la définition donnée pour le transformateur idéal (c'est-à-dire sans perte), la charge branchée aux bornes de son secondaire reçoit toute la puissance fournie, au primaire, par le générateur (**figure 2**). La puissance d'entrée P_e fournie par le générateur est égale à $E_1 \times I_1$ et la puissance de sortie P_s est égale à $E_2 \times I_2$. La puissance de sortie étant égale à celle d'entrée, $E_1 \times I_1$ est égal à $E_2 \times I_2$.

Dans un transformateur idéal, le rapport entre la tension aux bornes du primaire et celle aux bornes du secondaire est, évidemment, égale au rapport du nombre des tours du primaire et du secondaire. On a donc:

$$E_1 : E_2 = N_1 : N_2$$

Si la fonction d'un transformateur consiste seulement à isoler électriquement le circuit du primaire de celui du secondaire, le rapport du nombre des tours sera égal à un (on écrit 1 : 1). Par contre, si l'on veut avoir au secondaire une tension plus basse que celle appliquée au primaire, le transformateur doit avoir un rapport de tours $N_1 : N_2$ plus grand que un (transformateur abais-

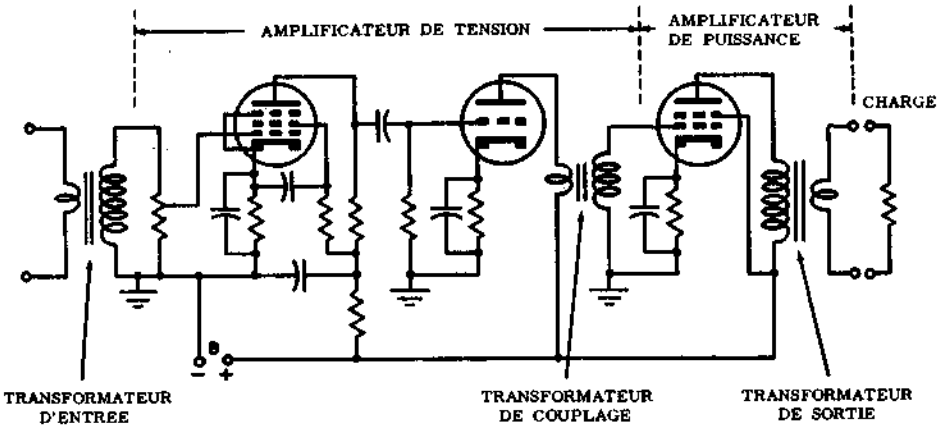


Fig. 1 - Amplificateur à trois lampes utilisant trois types différents de transformateurs Basse Fréquence. Le rapport de transformation des deux premiers (entrée et couplage) est supérieur à l'unité (amplification de tension). Le transformateur de sortie a un rapport de transformation inférieur à l'unité (amplification de puissance).

seur de tension); tandis que si l'on veut obtenir une tension plus élevée au secondaire, ce même rapport sera inférieur à l'unité (transformateur élévateur de tension).

Puisque le produit de la tension E par le courant I est le même des deux côtés du transformateur idéal ($E_1 \times I_1$ étant égal à $E_2 \times I_2$, comme nous l'avons dit plus haut), si la tension devient plus grande, l'intensité diminue, et inversement. *Le rapport des courants est donc l'inverse du rapport des tensions*, soit:

$$I_2 : I_1 = E_1 : E_2$$

Le rapport entre la tension et l'intensité du courant du primaire ($E_1 : I_1$) est appelé **impédance réfléchie du secondaire** vue du primaire. Elle n'est pas égale à l'impédance réelle du secondaire. Clarifions cette idée au moyen d'un exemple. Considérons le circuit de la figure **2-A**, et supposons qu'aux bornes du secondaire on ait une tension (E_2) de 6 volts; la charge (R_c) ayant une impédance de 6 ohms, un courant d'une intensité de 1 ampère circulera dans l'enroulement secondaire, en effet $I_2 = E_2 : R_c = 6 : 6 = 1$.

Appelons **n** le rapport de tours et supposons que, dans notre cas, $n = N_1 : N_1 = 20$. Le générateur devra donc fournir au primaire une tension 20 fois plus grande que celle recueillie au secondaire, c'est-à-dire (20×6), soit 120 volts. En conséquence, l'intensité du courant primaire sera 20 fois moins forte que celle circulant dans le secondaire, soit $1 : 20 = 50$ milliampères. Dans ces conditions, le générateur « voit » une impédance qui, calculée au moyen de la loi d'Ohm, est de $120 : 0{,}05 = 2\,400$ ohms. L'impédance vue par le générateur est donc 20^2, soit 400 fois plus grande que celle de la charge qui est de 6 ohms. L'impédance de 2 400 ohms, vue par le générateur, s'appelle, comme nous l'avons dit plus haut, « impédance réfléchie du secondaire sur le primaire » ou, plus brièvement, «impédance réfléchie». D'une manière générale, l'impédance réfléchie vue du générateur est égale au produit de l'impédance réelle du secondaire, multipliée par le carré du rapport du nombres des tours **n**:

$$Z_1 = \frac{(N_1)^2}{(N_2)^2} Z_2 = n^2 Z_2$$

L'exemple précédent montre que l'impédance réfléchie est **plus grande que l'impédance de charge**, puisqu'elle est reportée aux bornes du primaire qui compte un plus grand nombre de tours que le secondaire. Par contre, dans le cas du circuit de la figure **2-B**, le transformateur ayant un rapport du nombre des tours inférieur à un, transformateur élévateur de tension, l'impédance réfléchie vue du générateur est **plus petite que l'impédance de charge**, puisqu'elle est reportée aux bornes du primaire qui compte un moins grand nombre de tours que le secondaire.

TRANSFORMATEUR DE SORTIE REEL

Les « transformateurs de sortie » sont utilisés pour coupler le dernier étage d'un amplificateur à la charge d'utilisation, laquelle peut être un haut-parleur, par exemple. Les transformateurs de sortie réels diffèrent du transformateur idéal par le fait que le fil constituant les enroulements primaire et secondaire a, nécessairement, une résistance ohmique qui provoque une certaine dissipation de puissance. Dans les transformateurs réels, les autres pertes, c'est-à-dire celles dues aux courants de dispersion et à l'hystérésis, sont généralement négligeables vis-à-vis des pertes provoquées par la résistance des enroulements.

Le fait que les transformateurs de sortie les plus courants ont un rendement compris entre 80 et 95% de celui du transformateur idéal (pris égal à 100%), montre que l'on n'introduit qu'une faible erreur en calculant l'impédance réfléchie par la méthode exposée ci-dessus. Donc, lors du calcul de l'impédance réfléchie, on peut considérer le transformateur de sortie comme étant un transformateur idéal (rendement de 100%).

D'une manière générale, sur les transformateurs de sortie du commerce, on n'indique pas le rapport du nombre des tours primaire/secondaire, mais plutôt les impédances pour lesquelles ces transformateurs ont été prévus. Un transformateur de sortie, dont les caractéristiques tendent à se rapprocher de celles du transformateur idéal est représenté sur la **figure 3-A**.

Parfois, ces transformateurs comportent plusieurs prises sur leurs enroulements, ce qui permet de les

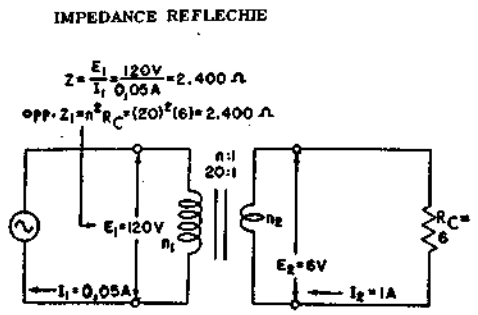


Fig. 2 A - Avec un transformateur de rapport inférieur à l'unité (20 : 1); l'impédance de la charge (6 ohms) vue par le primaire est égale à la valeur de cette charge multipliée par le carré du rapport des tours $6 \times 20^2 = 2\,400$ ohms).

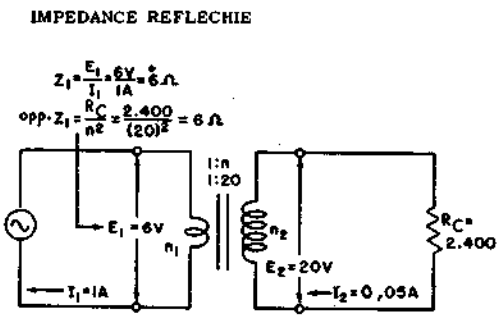


Fig. 2 B - Avec un transformateur de rapport plus grand que l'unité, l'impédance de la charge (2 400 ohms) vue par le primaire est égale à la valeur de cette charge divisée par le carré du rapport des tours ($2\,400 : 20^2 = 6$ ohms).

employer avec des rapports d'impédance différents. C'est le cas du transformateur de la figure 3-**B**, qui peut être employé aussi bien avec une charge de 6 ohms, qu'avec une charge de 15 ohms. Dans les deux cas, l'impédance réfléchie au primaire sera toujours de 2 400 ohms.

Les transformateurs de sortie sont parfois considérés, par erreur, seulement comme des transformateurs adaptateurs d'impédances. Un transformateur de sortie peut très bien n'être pas seulement utile pour adapter deux impédances; son rôle principal consiste à fournir à la lampe amplificatrice de puissance **l'impédance de charge** qui lui est nécessaire pour obtenir la puissance de sortie maximum sans distorsion. Pour satisfaire à cette exigence, l'impédance réfléchie vue par la lampe n'est généralement pas égale à la résistance interne du tube lui-même; c'est pourquoi il y a très souvent une différence très grande entre la résistance de plaque et l'impédance réfléchie de charge.

TRANSFORMATEURS ENTRE ETAGES

Les transformateurs employés pour coupler deux étages successifs dans un amplificateur sont généralement connus sous le nom de *transformateurs intervalves*. Le couplage par transformateur est, sous certains aspects, supérieur aux autres modes de couplage. Avant tout, son rapport de transformation (supérieur à l'unité) permet de réaliser un gain d'étage plus grand que celui résultant du seul coefficient d'amplification du tube lui-même. En second lieu, la tension anodique n'a pas besoin d'être très élevée, puisque la chute de tension dans le primaire du transformateur est très faible, ce qui fait que la presque totalité de la tension d'alimentation disponible se trouve être appliquée à la plaque de la lampe. Enfin, ce montage permet de réaliser très facilement un amplificateur push-pull, ce qui procure une réduction notable des distorsions.

Les inconvénients du couplage par transformateur sont, par contre, les suivants:

1°) Le coût est plus élevé que celui des éléments nécessaires au couplage par résistance- capacité.

2°) La courbe de réponse amplitude/fréquence d'un transformateur s'étend sur une bande relativement étroite et elle est, en outre, moins linéaire que celle obtenue avec d'autres systèmes de couplage.

3°) Les champs produits par des courants alternatifs extérieurs voisins induisent dans le transformateur des tensions perturbatrices.

4°) Le couplage au moyen d'un transformateur intervalve requiert l'utilisation d'une lampe amplificatrice ayant une faible résistance de plaque, comme une triode par exemple, ceci pour obtenir une courbe de réponse suffisamment linéaire.

La **figure 4-A** montre l'allure de la courbe de réponse par rapport à une gamme de fréquences acoustiques: il s'agit d'une « réponse linéaire » qui n'est pas toujours nécessaire comme on peut le voir sur la figure 4-**B** où est indiquée, en comparaison, la zone intéressant la reproduction de la voix humaine.

La courbe de réponse en fonction de la fréquence (figure 4-C) que nous connaissons déjà, montre l'allure caractéristique de la tension de sortie fournie par un amplificateur à couplage par transformateur. Ainsi que nous l'avons précité en en donnant les raisons, la courbe de réponse est relativement correcte dans sa partie centrale, mais présente une chute assez rapide aux deux extrémités (fréquences basses et aiguës) ainsi qu'un bosse (résonance) vers les fréquences élevées.

CIRCUIT EQUIVALENT D'UN TRANSFORMATEUR INTERVALVE

Pour analyser un amplificateur accouplé à un transformateur (**figure 5-A**), il est utile de se baser sur l'utilisation d'un transformateur ayant un rapport de tours aussi élevé que possible, tout en présentant le moins de pertes à toutes les fréquences. Dans le circuit équivalent de la figure 5-B, les pertes et l'amplification de la tension sont représentées séparément dans deux parties distinctes du circuit: la partie dite « équivalente à T » et le « transformateur idéal ».

Dans la première partie, équivalente à T, on trouve les éléments responsables de toutes les pertes du trans-

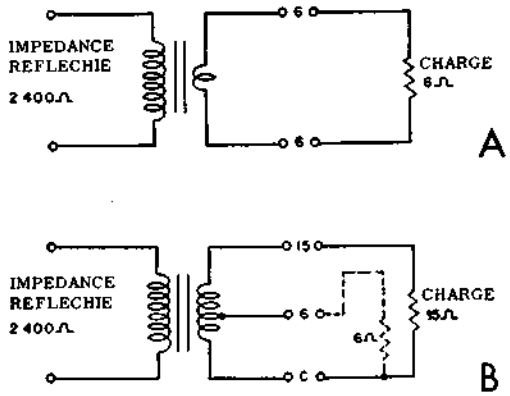


Fig. 3 - En A, le transformateur de sortie correspond au transformateur idéal de la figure 2-A; on n'indique, généralement, que le rapport des impédances. En B, transformateur pour deux valeurs différentes de charge.

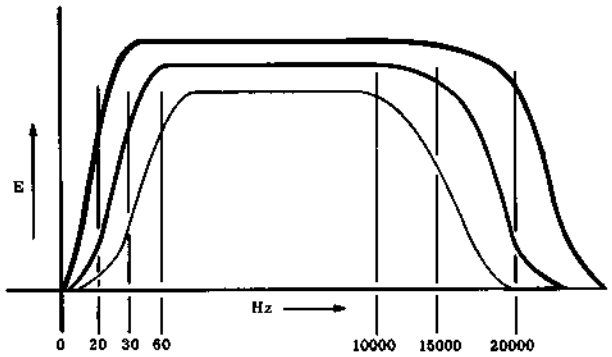


Fig. 4 A - Courbes typiques de réponse à la fréquence des transformateurs de Basse Fréquence. En abscisses sont représentées les fréquences qui sont normalement comprises dans le spectre audio, tandis qu'en ordonnées sont représentés les modules relatifs du signal présent à la sortie du transformateur. Les trois courbes sont relatives aux transformateurs de qualités différentes.

formateur réel; le transformateur idéal est représenté seulement pour montrer l'amplification de la tension Considérées dans leur ensemble, ces deux parties forment un circuit équivalent susceptible de représenter, avec une bonne approximation, le comportement électrique d'un transformateur de couplage, cela pour toutes les fréquences. La démonstration de cette affirmation est assez difficile et sort du cadre de notre étude.

La branche parallèle du circuit en T est constituée par une inductance, L_p, dont la valeur est à peu près égale à celle du primaire du transformateur. La branche série, à gauche, comporte la résistance R_{pw}, correspondant à la résistance que l'enroulement primaire oppose au courant continu. La branche de droite comprend par contre deux éléments; l'un est la résistance, R_{sw}/n^2, du secondaire vis-à-vis du courant continu, réfléchie au primaire, et l'autre est l'inductance de dispersion réfléchie du secondaire, L_L.

L'inductance de dispersion, nous le savons, représente la partie du flux magnétique total d'un transformateur qui n'est pas concentrée dans le primaire ou dans le secondaire. Dans les transformateurs de couplage, la dispersion de flux maximum se produit dans l'enroulement comportant le plus grand nombre de tours, c'est-à-dire le secondaire. Cette dispersion est inévitable car, en pratique, il est très difficile de coupler parfaitement des enroulements plutôt importants avec un circuit magnétique d'assez faibles dimensions. Le flux de dispersion relatif au primaire, dans ce type de transformateur, est suffisamment faible pour pouvoir être négligé, c'est pourquoi il n'apparaît pas dans le circuit T.

Le condensateur C représente toutes les capacités présentes dans le transformateur, dans leur ensemble, aussi bien celles existant entre les spires, que celles entre primaire et secondaire. Les extrémités de sortie du circuit équivalent à T sont reliées aux bornes du primaire du transformateur idéal.

La figure 5-B montre que la tension de sortie du circuit équivalent, qui est égale à -e /n, apparaît au primaire du transformateur idéal. Le signe " moins " indique un déphasage de 180° (inversion de polarité) dans le transformateur idéal.

Le comportement d'un transformateur de couplage entre étages peut, maintenant, être étudié d'une façon analogue à celle utilisée pour l'étude du couplage R-C, en analysant la réponse aux fréquences basses, moyennes et hautes.

COURBE DE REPONSE DE L'AMPLIFICATEUR A COUPLAGE PAR TRANSFORMATEUR

Gain aux fréquences moyennes — Les effets de tous les éléments du circuit équivalent à T sont négligeables aux fréquences moyennes. Un exemple numérique nous servira à vérifier cette affirmation. Le circuit équivalent à T de la **figure 6-B**, donne les valeurs des réactances à 1 000 Hz des composants du circuit type de couplage à transformateur de la **figure 6-A**. Il est clair que les impédances des deux branches en série sont négligeables devant les réactances en parallèle de L_p et de C. Par ailleurs, on peut également négliger les effets des réactances en parallèle sur les impédances, car elles sont très grandes vis à vis de la résistance interne r_p du générateur qui est de 10 000 ohms seulement. Ainsi, à la fréquence de 1 000 Hz, le circuit équivalent à T peut être entièrement négligé (**figure 7-A**), et toute la tension fournie par le générateur, $-\mu e_g$, apparaît aux bornes du primaire du transformateur idéal; si bien que l'on a: $-\mu e_g = -e_o/n$

Le gain aux fréquences moyennes, A_M, est obtenu en multipliant les deux membres de cette équation par n, ce qui donne ($\mu n e_g = e_o$), et en les divisant ensuite par e_g. Le gain, ou amplification, à la fréquence moyenne est donc:

$$A_M = e_o : e_g = \mu n$$

Cette équation démontre que le gain en tension aux fréquences moyennes, d'un amplificateur accouplé à un transformateur est égal à n fois le coefficient d'amplification de la lampe, n étant le rapport de transformation du transformateur, rapport du nombre des tours. Donnons un exemple: supposons que dans un amplificateur à un seul étage nous utilisons un tube 6C5, avec un transformateur élévateur de tension ayant

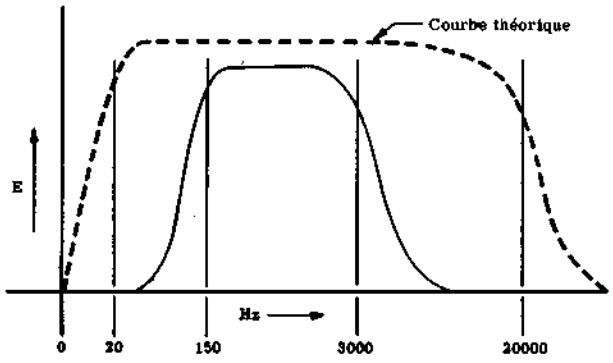


Fig. 4 B - Dans les conditions de la figure précédente, nous reproduisons la courbe en fréquence d'un transformateur adapté à la gamme de fréquence de la voix humaine (courbe continue), comparée à la courbe théorique permettant la reproduction de tout le spectre audio.

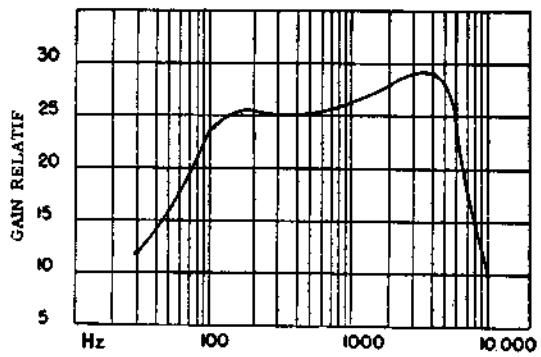


Fig. 4 C - Courbe de réponse aux diverses fréquences d'un amplificateur à couplage par transformateurs. La partie linéaire est limitée aux fréquences moyennes.

un rapport de 1 : 3. Le coefficient d'amplification, μ, de la 6C5 est égal à 20. Le gain de l'amplificateur aux fréquences moyennes sera μn, soit $20 \times 3 = 60$. C'est ainsi qu'en appliquant à la grille de la lampe un signal de 1 volt (ayant une fréquence située au centre de la bande), on obtiendra aux bornes du secondaire du transformateur une tension de 60 volts.

La polarité, ou la phase, de la tension de sortie d'un amplificateur du type de celui décrit ci-dessus est la même que celle du signal d'entrée, puisque la lampe et le transformateur produisent tous deux un déphasage de 180°, ce qui rend nul le déphasage total.

Gain aux fréquences basses — La réactance inductive en parallèle du primaire, L_p, (figure 6-A) ne peut plus être négligée aux fréquences basses, parce qu'elle diminue rapidement avec la fréquence du signal. Dans la fig. 7-B, nous avons donc représenté seulement l'inductance L_p, étant donné que le courant traversant C est presque nul (la réactance de C augmente lorsque la fréquence diminue); la sortie du circuit équivalent à T est pratiquement comme un circuit ouvert, pour les fréquences basses. Pour cette raison, on peut remplacer la seconde branche série par un simple court-circuit (figure 7-B); puisque, le courant passant dans C étant très faible, la chute de tension aux bornes de L_L et de R_{sw}/n^2 sera presque nulle. L'ensemble r_p, R_{pw}, et L_p agit comme un diviseur pour la tension appliquée aux bornes du générateur équivalent, $-\mu e_g$.

On obtient une bonne réponse aux fréquences basses en diminuant la chute de tension dans r_p et R_{pw}. Pour cela, il faut employer une triode ayant une faible résistance de plaque et un transformateur présentant une faible résistance au courant continu.

On peut en conclure que les valeurs permises pour l'inductance et la résistance d'un transformateur sont déterminées, à la fois, par les conditions requises aux fréquences basses et élevées. Une très faible inductance au primaire réduit le gain aux fréquences basses tandis qu'une inductance très grande réduit le gain aux fréquences élevées.

Gain aux fréquences élevées — La réactance de l'inductance en parallèle du primaire, L_p, (fig. 6-A) augmente avec la fréquence (puisque $X_L = 2\pi fL$) et, en conséquence, pour les fréquences élevées, son effet sur la résistance de plaque du tube, r_p est négligeable. Par exemple, la réactance du primaire, L_p, est de 125 000 ohms à 1 000 Hz (fig. 6-B), alors qu'elle atteint 1 256 000 ohms pour une fréquence de 10 000 Hz.

Par contre la réactance de C, qui diminue lorsque la fréquence augmente ($X_C = 1/2\pi fL$), est seulement de 25 150 ohms à 10 000 Hz. Il s'agit là d'une valeur qui n'est plus négligeable vis-à-vis de la résistance de plaque, r_p.

Ainsi, le circuit équivalent pour les fréquences élevées se réduit à un circuit-série: résistance r_p, R_{pw}, R_{sw}/n^2, inductance L_L et capacité C (figure 7-C).

A l'extrémité la plus élevée (en fréquence) de la courbe de réponse, la tension aux bornes de C augmente, puisque L_L et C forment un circuit oscillant série. L'augmentation de la tension aux bornes de C dépend de la valeur du facteur Q du circuit. Dans celui de la figure 6-B, par exemple, la fréquence de résonance du circuit L_L-C est de 20 kHz et, en conséquence, le Q à la résonance est égal à X_L divisé par la résistance totale en série, on a donc $Q = 2\pi fL : R = (6{,}28 \times 20\,000 \times 0{,}1) : 12\,000 = 12\,560 : 12\,000 = 1{,}046$. La tension aux bornes de C, à la résonance, vaut 1,046 fois sa valeur à la fréquence centrale et elle est encore plus élevée pour une fréquence légèrement inférieure (voir la courbe de la fig. 4).

Passé la fréquence de résonance, la réponse chute rapidement du fait de l'augmentation de la réactance X_L et de la diminution de la réactance de C. L'utilisation d'une pentode, qui se caractérise par une valeur élevée de sa résistance dynamique de plaque, abaisse le Q du circuit à la fréquence de la résonance série; de ce fait, la réponse aux fréquences élevées chute rapidement et l'on n'observe pas de pointe de résonance sur la courbe de réponse d'une pentode couplée par transformateur.

L'analyse que nous venons de faire démontre que le gain d'un amplificateur à couplage par transformateur tend à diminuer aux fréquences élevées lorsque la va-

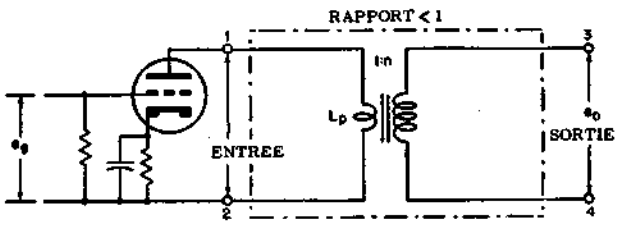


Fig. 5 A - Circuit pris comme exemple pour l'analyse du comportement du transformateur au moyen d'un « circuit équivalent à T » et d'un « transformateur idéal » comme représenté sur la figure suivante.

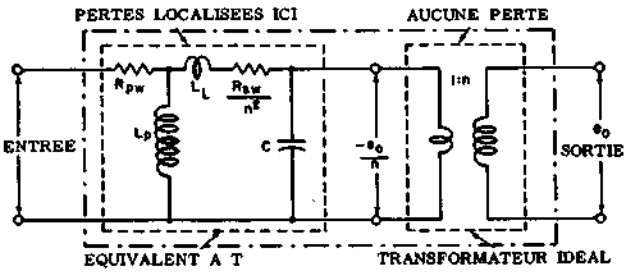


Fig. 5 B - Dans le circuit équivalent à T sont représentés tous les éléments provoquant les pertes (R_{pw}; L_L; R_{sw}/n^2; C) dans le transformateur, tandis que le « transformateur idéal » représente la seule transformation des impédances.

leur de C augmente; ceci est dû au fait que, lorsque C augmente, la fréquence de résonance diminue, ce qui entraîne une diminution du Q du circuit, et produit une chute plus rapide de la courbe. Pour obtenir un bon comportement de l'amplificateur aux fréquences élevées, il faut avoir une faible valeur pour C; étant donné que la capacité C dépend des dimensions de l'enroulement, il est donc nécessaire de réaliser un primaire comportant peu de tours. Ceci est en contradiction avec les conditions requises pour obtenir une bonne réponse aux fréquences basses, à savoir un primaire ayant une forte inductance. On voit donc qu'il faut de toute évidence chercher un compromis entre ces deux exigences contradictoires.

REPONSE D'UN TRANSFORMATEUR DE SORTIE

Le circuit équivalent d'un transformateur de sortie est représenté sur la **figure 8**; il diffère, avant tout, de celui d'un transformateur de couplage entre étages par le fait que, en général, un transformateur de sortie a un rapport de transformation inférieur à l'unité (transformateur abaisseur). Il diffère donc parce que l'inductance de dispersion apparaît pratiquement seulement dans le primaire, en raison de l'inductance plus grande de son enroulement. Les capacités sont négligées, sur le schéma, car la réactance capacitive est très faible, étant égale à C divisée par n^2, en parallèle sur la sortie du circuit à T.

Par exemple, le rapport des tours d'un transformateur de sortie typique est de 30 : 1 et la capacité C, dans le circuit équivalent, apparaît comme étant divisée par 30^2, c'est-à-dire par 900, ce qui la rend pratiquement négligeable.

La pointe de résonance constatée dans la courbe de réponse du transformateur de couplage entre étages, est donc absente dans celle du transformateur de sortie et, en conséquence, la courbe de réponse de ce dernier est symétrique des deux côtés de la partie centrale. On obtient donc une courbe de réponse analogue à celle donnée par un couplage R-C (**figure 9**).

On peut obtenir une bonne réponse aux fréquences basses en adoptant un primaire de forte inductance, L_p, tandis qu'une bonne réponse aux fréquences élevées peut être obtenue en réduisant au maximum la valeur de l'inductance de dispersion, L_L. Mais, tout comme dans le cas des transformateurs de couplage intervalves, on ne peut réaliser simultanément ces deux conditions qui sont contraires, puisqu'une forte inductance au primaire produit une forte dispersion qui, à son tour, réduit l'amplitude des fréquences élevées. Là encore, on doit chercher un compromis.

CONSTRUCTION D'UN TRANSFORMATEUR POUR B.F.

Tout ce que nous venons d'exposer dans cette leçon, a certainement mis en évidence que la différence essentielle entre les transformateurs d'alimentation et ceux destinés aux amplificateurs, réside dans le fait que ces derniers ne doivent pas seulement fonctionner sur une fréquence unique, mais, au contraire, dans une large bande de fréquences que l'on doit s'efforcer de transmettre le plus fidèlement possible. C'est pourquoi, lors de la construction d'un transformateur B.F., il faut, avant tout, s'efforcer de faire en sorte qu'aucune partie de la bande utile ne soit sacrifiée.

Nous ne répéterons pas ici tout ce que nous avons dit dans les 37ème et 38ème leçons, consacrées à la construction des transformateurs: toutes les normes, les précautions, les diverses opérations successives et les conseils d'ordre pratique restent pleinement valables. Comme il s'agit de circuits où les questions d'impédance jouent un rôle primordial, c'est à partir des données concernant celles-ci que sera établi le projet.

Il conviendra, tout d'abord, de déterminer les valeurs des impédances du primaire et du secondaire. Cela fait, on calculera le nombre des tours de chacun des enroulements. Il est bon de préciser immédiatement que le rapport des impédances n'est pas égal au rapport du nombre des tours des enroulements, mais bien **au carré** de ce rapport. En d'autres termes, l'impédance du primaire, Z_p, est égale à:

$$Z_p = Z_s \times \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2$$

dans laquelle, Z_s est l'impé-

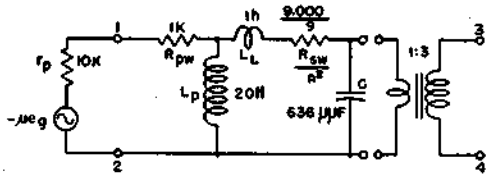


Fig. 6 A - Circuit de couplage par transformateur avec indication des valeurs typiques des divers éléments. Dans la figure suivante, ces valeurs sont représentées par leurs impédances réactives à la fréquence de 1 000 hertz.

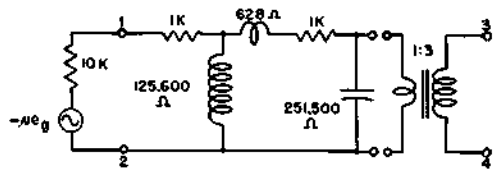


Fig. 6 B - A la fréquence moyenne de 1 000 hertz, les impédances des deux branches en série sont négligeables par rapport à la réactance résultante de L_p et de C en parallèle. De même les effets de ces dernières sont négligeables vis-à-vis de la faible résistance interne du générateur.

dance du secondaire, N_p, le nombre des tours du primaire et N_s, le nombre des tours du secondaire. Nous aurons, de même:

$$Z_s = Z_p \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2$$

Il est bien évident que le nombre de tours à adopter dépend également de la section du circuit magnétique qui, nous le savons, est en relation étroite avec la puissance mise en jeu. Dans le domaine de la Basse Fréquence (à l'exception, toutefois, des transformateurs de sortie et des transformateurs de modulation), les puissances sont généralement assez faibles; en conséquence, les circuits magnétiques seront assez petits, sans pour cela que leurs faibles dimensions soient de nature à compromettre le rendement du transformateur aux fréquences basses.

Une fois la section du noyau déterminée et connaissant les impédances nécessaires (qui dépendent de la lampe et de la charge), nous calculerons le nombre de tours du primaire avec la formule suivante:

$$N_p = \frac{E_{bb} \times 10^8}{4{,}5 \times 10\,000 \times S \times f}$$

dans laquelle, E_{bb} est la tension anodique de la lampe à laquelle le primaire du transformateur est relié, S est la section du circuit magnétique en cm², f est la fréquence la plus basse à amplifier sans atténuation.

Illustrons par un exemple le calcul d'un transformateur de sortie dont le rôle est de transmettre la puissance modulée de la lampe finale de l'amplificateur B.F., à la « bobine mobile » du haut-parleur.

Les caractéristiques de fonctionnement du tube nous indiquent quelle est la puissance qu'il est en mesure de nous fournir: pour l'étage final d'un récepteur de radio, on adopte généralement une pentode délivrant 3,5 watts de Basse Fréquence. Pour une telle puissance, la section nette du circuit magnétique sera calculée en appliquant la formule donnée à la 38ème leçon mais en portant le facteur de multiplication de 1,5 à 2, ce qui donne:

$$2\sqrt{3{,}5} = 3{,}74 \text{ cm}^2$$

L'abaque de la page 309 ne peut être utilisé, car il ne concerne que des puissances supérieurs à 5 W et il ne peut s'appliquer qu'aux transformateurs d'alimentation.

A la section nette de 3.74 cm², nous ajouterons 10% (utilisation de tôles de 0,35 mm d'épaisseur) ce qui nous donne 4,1 cm² pour la section brute, c'est-à-dire réelle, du circuit magnétique. Avec des tôles dont la branche centrale mesure 16 mm. par exemple, nous devrons prévoir une épaisseur totale de l'empilement de l'ordre de 2.6 cm (41 : 16 = 2,6 en arrondissant).

La formule permettant de calculer le nombre des tours au primaire prend en considération, comme nous l'avons vu, la fréquence la plus basse que l'on désire amplifier sans atténuation (appelée fréquence de coupure inférieure). Comme il s'agit d'un récepteur de performances moyennes, on se fixe pour cette limite inférieure la fréquence de 50 Hz; il serait, en effet inutile de descendre plus bas (à 20 Hz, par exemple), puisque le haut-parleur, du fait de ses dimensions réduites, serait incapable de la reproduire. C'est pourquoi nous dirons que la valeur de la fréquence de coupure, figurant dans la formule, sera choisie de l'ordre de 20 Hz pour les amplificateurs à haute fidélité, de 50 Hz pour les récepteurs de bonne qualité et de 100 Hz pour les appareils économiques pourvus d'un haut-parleur de petit diamètre.

Connaissant la tension d'alimentation disponible, donc la tension anodique de la lampe de puissance (celle à laquelle doit être relié notre transformateur), les notices d'utilisation nous indiqueront l'impédance de charge optimum que nous devrons appliquer au tube final, pour la tension anodique prévue.

D'une manière générale, on dispose d'une tension anodique de 250 V et, pour cette tension, l'impédance de charge d'une pentode de puissance est souvent de 7 000 Ω.

Nous sommes donc en possession de toutes les données nécessaires pour calculer le nombre de tours des enroulements, en appliquant la formule donnée plus haut. Nous aurons:

$$N_p = \frac{250 \times 10^8}{4{,}5 = 10\,000 \times 3{,}74 \times 50} = \frac{25\,000\,000\,000}{8\,415\,000} = 2\,970 \text{ tours}$$

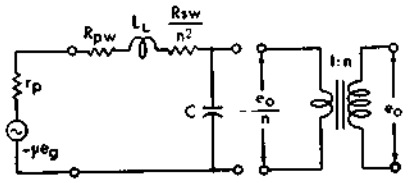


Fig. 7 A - En considération de ce qui a été dit à propos des deux figures précédentes, on peut représenter ainsi le circuit équivalent au transformateur pour les fréquences moyennes (on voit qu'il se résume au seul transformateur idéal).

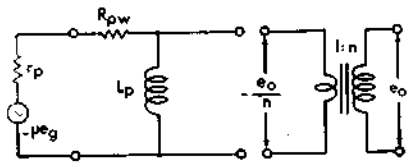


Fig. 7 B - Aux fréquences basses, la réactance inductive, L_P, du primaire n'est plus négligeable. Le effet de C reste négligeable et, en conséquence, il en est de même pour la chute de tension produite par R_{sw}/n^2 et par L_L. Pour avoir une bonne reproduction des fréquences basses, il faut que les valeurs de r_p et de r_{pw} soient très faibles.

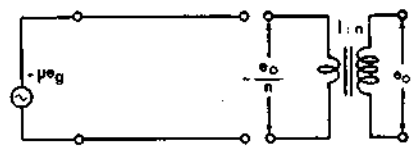


Fig. 7 C - Aux fréquences élevées, l'effet de L_P est négligeable; par contre la réactance capacitive de C devient importante. Pour ces fréquences, le circuit se réduit à un simple circuit-série comportant r_p, R_{pw}, R_{sw}/n^2, L_L et C. En un certain point de la courbe, on constate un effet de résonance produit par L_L et C.

La section du fil à employer pour cet enroulement dépend de l'intensité du courant qui le traverse; nous prendrons comme valeur celle indiquée par le constructeur de lampes pour le courant anodique moyen du tube. Dans le cas d'une pentode finale courante, cette intensité est généralement de l'ordre de 36 milliampères. En adoptant pour le fil cuivre une intensité de 2,5 ampères par mm² de section, nous trouvons que le diamètre du fil nécessaire pour cet enroulement doit être de 0,14 mm (soit 14/100) - voir la 39ème leçon.

Il nous faut maintenant calculer le nombre de tours du secondaire. Nous avons supposé que notre transformateur de sortie devait être prévu pour alimenter la bobine mobile d'un haut-parleur, laquelle est composée d'un enroulement de peu de tours, dont l'impédance est très faible. Les valeurs courantes, pour cette impédance, sont comprises entre 2 et 4 ohms, et nous prendrons à titre d'exemple la valeur de 3,2 ohms. Notre transformateur devra servir à adopter l'impédance de la bobine mobile (3,2 ohms) à celle de la lampe (charge optimum: 7 000 ohms); le rapport des impédances est égal au carré du rapport des nombres des tours primaire et secondaire. Il s'ensuit qu'inversement, le rapport du nombre des tours sera égal à la racine carrée du rapport des impédances.

Dans notre cas, nous aurons:

$$k = \sqrt{Z_p : Z_s} = \sqrt{7\,000 : 3{,}2} = \sqrt{2\,187} = \sqrt{46{,}7}$$

Connaissant **k** (rapport du nombre des tours), on calcule le nombre de tours du secondaire en divisant le nombre de tours du primaire (2 970) par k (46,7):

$$N_s = 2\,970 : 3.2 = 63$$

Pour tenir compte des pertes, il convient de majorer de 10% le nombre de tours donnés par cette formule, ce qui nous donne 63 + 6.3 = 69,3, que nous arrondissons à 70 tours.

Pour trouver la section du fil de cet enroulement secondaire, il suffit de calculer l'intensité du courant qui le travers; l'intensité est donné par la formule:

$$I = \sqrt{W : Z_s}$$

dans laquelle, W est la puissance modulée en watts et Z_s, l'impédance du secondaire.

Nous aurons donc:

$$I = \sqrt{3{,}5 : 3{,}2} = \sqrt{1{,}09} = 1{,}04$$

soit 1 ampère. Pour une intensité du courant de 1 ampère, le diamètre du fil de cuivre doit être de 0,70 mm.

Ajoutons que, si un des enroulements du transformateur est parcouru — en plus du courant modulé — par une composante continue (le courant anodique de la lampe finale), il faut prévoir un entrefer (interruption du circuit magnétique), pour éviter la saturation du circuit par le champ magnétique constant créé par ce courant continu. (44ème leçon).

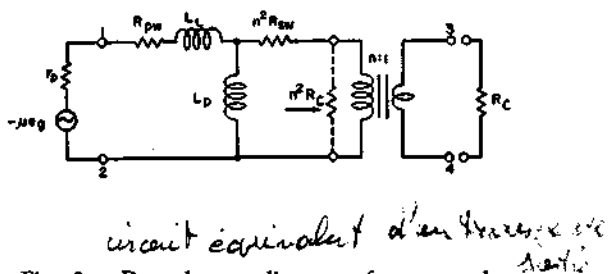
La valeur de l'impédance du primaire est étroitement liée à l'épaisseur de cet entrefer; un calcul exact est assez problématique en raison de l'influence de la fréquence et de la section du circuit magnétique.

La méthode la plus rationnelle, pour déterminer cet entrefer, consisterait à mesurer — au moyen d'un pont — l'impédance aux diverses fréquences, avec des valeurs différentes d'entrefer. Cette méthode est longue et peu pratique, aussi se contente-t-on, en général, d'insérer une feuille mince de carton, d'une épaisseur de quelques dixièmes de millimètre, entre le paquet de tôles en « M » et celui des tôles en « I ».

CALCUL D'UN TRANSFORMATEUR DE LIAISON POUR « PUSH - PULL »

Donnons un autre exemple de calcul d'un transformateur B.F.: il concerne un transformateur de couplage entre une lampe du type 6V6GT et un push-pull de EL34 en classe AB_2. Le schéma d'un tel montage est donné dans la 55ème leçon (figure 9-B). La lampe destinée à alimenter deux pentodes en push-pull doit être, de préférence du type triode: le tube 6VGT sera donc utilisé en reliant l'écran à la plaque, ce qui le transforme en un tube à trois électrodes.

Les données relatives à la EL34 mentionnent une puissance de sortie maximum de 35 watts; pour fournir cette puissance, les deux tubes en push-pull doivent recevoir sur leurs grilles une tension signal de



circuit équivalent d'un transformateur de sortie

Fig. 8 - Dans le cas d'un transformateur de sortie, l'inductance de dispersion apparaît seulement au primaire; les réactances capacitives sont négligeables; en conséquence la pointe de résonance constatée dans le transformateur de couplage entre étages n'existe plus. Pour obtenir une réponse sensiblement symétrique aux deux extrémités de la gamme, il faut réaliser un compromis dans le choix de la valeur de Lp.

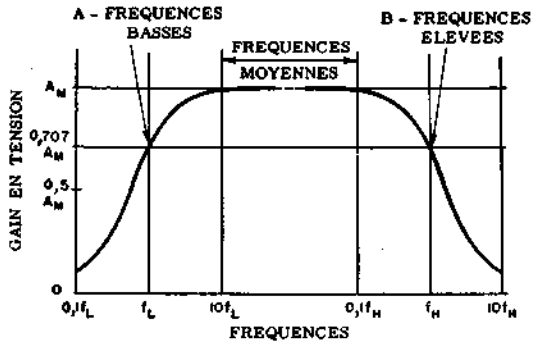


Fig. 9 - Courbe de réponse d'un transformateur de sortie; elle est semblable à celle obtenue par un couplage R-C. A et B indiquent deux niveaux à demi puissance.

21 volts (entre chaque grille et la masse). Le secondaire de notre transformateur devra donc pouvoir fournir une tension totale de 42 volts, soit 21 volts entre chaque extrémité et la prise médiane.

Montée en triode, la 6V6GT a un coefficient d'amplification de 9,8. Pour avoir une faible résistance dans le circuit de grille des lampes finales, nous adopterons un transformateur de rapport total égal à 1 : 1 (soit 1 : 0,5 pour chaque demi-secondaire). Nous devrons donc avoir aux bornes du primaire une tension de signal égale à celle nécessaire aux bornes du secondaire (42 volts).

La tension du signal sur la grille de la 6V6GT sera égale à celle de sortie divisée par le coefficient d'amplification du tube, soit 42 : 9,8 = 4 volts environ.

Dans le cas d'un transformateur de couplage entre étages, on ne peut parler véritablement de puissance de sortie; pour calculer la section du circuit magnétique, on choisit une section arbitraire, plus forte que celle qui serait strictement nécessaire. Ceci présente deux avantages: le circuit travaille toujours loin de sa saturation, et peut obtenir l'impédance nécessaire avec moins de tours de fil, ce qui permet de réaliser des enroulements ayant une faible résistance ohmique.

Dans notre cas, nous nous fixerons une puissance de 5 watts; la section du circuit magnétique sera donc égale à: $S_n = 2\sqrt{5} = 4,5$ environ.

Cette valeur, augmentée de 10%, donne une section brute de 5 cm², environ.

Le nombre des tours du primaire sera calculé par la formule habituelle:

$$N_p = \frac{250 \times 10^8}{4,5 \times 10\,000 \times 5 \times 50} = 2\,200 \text{ environ.}$$

La tension anodique de la 6V6GT est de 250 V; le calcul a été fait en adoptant une fréquence de coupure de 50 Hz. Notre primaire devra donc comporter 2 200 tours.

Le courant anodique d'une 6V6GT, montée en triode, est de 49,5 mA; en conséquence le diamètre du fil de l'enroulement primaire (pour une densité de courant de 2,5 ampères par mm²) sera de 0,16 mm (16/100) - voir tableau 54.

Calculons, maintenant, le nombre de tours du secondaire. Le rapport de transformation étant égal à 1 : 1, le secondaire devra avoir, au total, un nombre de tours égal à celui du primaire; toutefois, pour tenir compte des pertes, on majore ce nombre de 10%. Il comportera donc 2 200 + 220 = 2 420 tours, avec une prise médiane. Le courant qui passe dans le secondaire étant très faible (il ne se manifeste que pendant les pointes positives du signal), on n'en tient pas compte dans le calcul de la section du fil. Toutefois, comme la résistance ohmique de l'enroulement doit être aussi faible que possible, nous conseillons d'adopter le diamètre de fil trouvé plus haut pour le primaire.

Un courant continu (courant anodique) circule dans le primaire de ce transformateur, ce qui rend nécessaire la présence d'un entrefer dans le circuit magnétique. On procèdera comme pour le transformateur de sortie de l'exemple précédent.

Nous indiquerons que les enroulements d'un tel transformateur doivent être réalisés de manière à présenter le moins de pertes possibles, ceci pour obtenir une bonne courbe de réponse. Un bon système consiste à bobiner le transformateur en trois sections séparées, de telle sorte que le primaire se trouve placé au milieu des deux demi-secondaires. Ceci peut être fait en employant une carcasse qui, outre les deux joues extrêmes, possède également deux joues intermédiaires. Le primaire sera bobiné entre ces deux dernières, tandis que les deux enroulements secondaires prendront place de part et d'autre. Ces deux demi-secondaires devront comporter la même longueur de fil de cuivre pour avoir exactement la même résistance ohmique. Ainsi, en tenant compte de la faible chute de tension se produisant au moment de la naissance du courant grille, pendant les pointes positives du signal, les deux moitiés du secondaire seront équilibrées, et le signal de sortie sera parfaitement symétrique.

Leçon n° 59

LES AUTOTRANSFORMATEURS

Dans les leçons 37, 38 et 39, nous avons étudié à fond la technique des transformateurs d'alimentation leur calcul et leur construction pratique. Il existe, toutefois, un autre type de transformateurs, fonctionnant sur des principes absolument analogues, mais qui diffèrent principalement en ce qui concerne le calcul des puissances en jeu et, en conséquence, les dimensions de leurs éléments: nous voulons parler des autotransformateurs déjà cités en maintes occasions.

L'autotransformateur n'est autre chose qu'**un transformateur à un seul enroulement**; il peut fournir diverses tensions, sous des intensités différentes, selon les caractéristiques électriques de la charge branchée à ses bornes.

Il est facile de comprendre que, par ce dispositif, on peut changer la valeur d'une tension sans pour cela recourir à deux circuits séparés, isolés électriquement entre eux, comme dans les transformateurs ordinaires.

Ainsi que le représentent les **figure 1-A** et **B**, un autotransformateur est constitué par un enroulement, bobiné sur un circuit magnétique, comportant au moins une prise intermédiaire. Les prises intermédiaires peuvent être en nombre quelconque, selon les exigences du montage.

La caractéristique la plus importante d'un autotransformateur est que, bien qu'il s'agisse d'un transformateur, il ne comporte pas d'enroulements séparés — l'un étant le primaire, tandis que l'autre, ou les autres sont les secondaires recueillant les tensions induites par le champ magnétique produit par le courant circulant dans le primaire — mais, au contraire, il ne comporte qu'un seul enroulement dont une partie est commune au primaire comme aux secondaires.

Dans un autotransformateur les tensions sont également proportionnelles au nombre de spires: si une tension primaire de 100 volts — par exemple — est appliquée à une partie de l'enroulement constituée par 100 tours de fil, la tension aux bornes d'une partie de cet enroulement comportant 150 tours, sera de 150 volts.

Une seconde caractéristique de l'autotransformateur est que, de même que les transformateurs, il peut fonctionner soit comme élévateur, soit comme réducteur de tension.

Dans le premier cas, la tension primaire, normalement représentée par le symbole E_p, est plus faible que la tension secondaire, E_s, et inversement.

L'autotransformateur présente certains avantages et certains inconvénients par rapport au transformateur; examinons, tout d'abord, les avantages.

La figure 1-A, représente schématiquement un transformateur élévateur de tension dans lequel nous supposons le rapport de transformation égal à 1,5. Cela signifie que le nombre de tours du secondaire est égal à 1,5 fois le nombre de tours du primaire.

Supposons qu'aux bornes du primaire, ayant un nombre de tours adéquat, soit appliquée une tension de 100 volts fournie par un générateur, et qu'aucune charge ne soit branchée au secondaire. Dans un tel cas, on dit que l'autotransformateur fonctionne « à vide ».

Bien qu'aucune charge ne consomme l'énergie disponible, le primaire forme néanmoins un circuit fermé vis-à-vis de la tension d'alimentation. Comme il s'agit de courant alternatif, le primaire oppose à cette tension une certaine impédance dont la valeur détermine l'intensité du courant passant dans l'enroulement.

L'intensité du courant en l'absence de charge est représentée par le symbole I_o. Le courant alternatif, en passant dans un enroulement, crée un champ magnétique variable qui induit une tension alternative de même fréquence, de polarité opposée et d'intensité inversement proportionnelle à la tension, dans tout enroulement couplé inductivement au champ magnétique. En conséquence, une tension, et donc un courant, de polarité opposée est induite aussi bien dans l'enroulement extérieur à celui considéré comme primaire, que dans le primaire lui-même.

Supposons maintenant que sur le secondaire, c'est-à-dire dans notre cas, une charge nécessitant une tension de 150 volts pour son fonctionnement soit branchée aux bornes de l'enroulement tout entier. Cette tension est disponible grâce au rapport de transformation égal à 1,5; l'intensité du courant sera proportionnelle et dépendra de la puissance de l'autotransformateur et des caractéristiques de la charge.

Si nous considérons le seul circuit secondaire, nous savons qu'il y passe un courant Is, absorbé par la charge, et que ce courant (en tenant compte de ses valeurs instantanées) a une certaine polarité. Par contre, dans le circuit primaire, **deux** courants circulent: l'un est I_o qui passe avec ou sans charge, et l'autre est I_p (courant primaire), qui est fonction de la puissance dissipée au secondaire.

I_o et I_p sont en phase; en conséquence **ils s'ajoutent et forment le courant primaire total.** Par contre, le courant Is, qui passe également dans la partie de l'en-

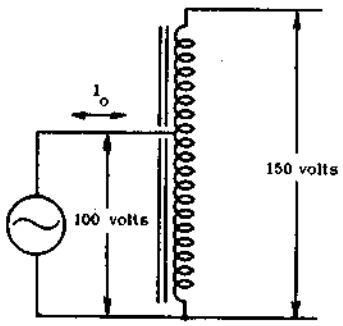


Fig. 1 A - La figure représente schématiquement un autotransformateur élévateur, dans lequel on suppose que le rapport de transformation est 1,5. Cela signifie que le nombre de spires secondaires est égal à une fois et demie le nombre de spires primaires. La tension primaire est inférieure à la tension secondaire. I_o représente le courant à vide.

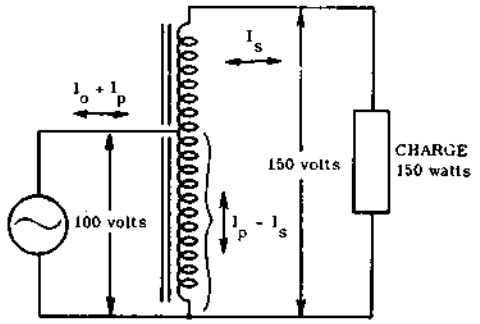


Fig. 1 B - Dans un autotransformateur, les courants I_o et I_p sont en phase. Ils s'additionnent donc et constituent le courant primaire total. Vice versa, en branchant une charge convenable, l'intensité du courant dans la partie commune aux deux circuits est égale à la différence des courants primaire et secondaire, c'est-à-dire à I_p—I_s.

roulement commune au primaire et au secondaire, est déphasé de 180° sur le courant primaire I_p. Etant de polarités opposées, **ces deux courants se soustraient l'un de l'autre.** Il s'ensuit que le courant passant dans la partie de l'enroulement commune au circuit primaire et au circuit secondaire **est égal à la différence entre les deux courants I_p et I_s.**

Voyons, maintenant, comment nous pouvons étudier quantitativement ce phénomène. Supposons que la charge dissipe une puissance de 150 watts. C'est cette puissance qui devra être dissipée dans le circuit primaire. Du moment que la puissance est égale au produit de la tension par l'intensité du courant, nous pouvons calculer le courant secondaire, Is, au moyen de la formule:

$$I_s = \frac{\text{puissance secondaire}}{\text{tension secondaire}} = \frac{150}{150} = 1 \text{ ampère.}$$

On peut faire le même calcul pour le courant primaire: en effet, puisque la puissance dissipée par le primaire est toujours de 150 watts, la même formule nous donne:

$$I_p = \frac{150}{100} = 1{,}5 \text{ ampère.}$$

En théorie, nous aurons donc un courant de 1 ampère dans le circuit secondaire et un courant de 1,5 ampère dans le circuit primaire. Mais nous venons de voir que les deux courants sont en opposition de phase et que, en conséquence, ils se soustraient l'un de l'autre; il en résulte que, dans la partie de l'enroulement commune aux deux circuits, il passera un courant de 1,5 — 1 = 0,5 ampère.

Nous pouvons donc affirmer que la partie de l'enroulement commune aux deux circuits pourra être bobinée en fil de plus faible section que celle qui serait nécessaire si les deux enroulements étaient séparés. Ceci constitue un des avantages les plus évidents de l'autotransformateur.

Considérons maintenant le cas opposé, celui de la **figure 2-A**. On a représenté, ici, un autotransformateur semblable au précédent, avec la seule différence qu'il fonctionne en réducteur de tension. En d'autres termes, nous disposons maintenant d'une tension primaire de 150 volts et nous désirons obtenir une tension secondaire de 100 volts. Le rapport entre ces deux tensions (qui est égal au rapport du nombre de tours) est de 100 : 150 = 0,66. Dans ces conditions, le nombre des tours du secondaire sera égal à 0,66 fois celui du primaire.

Supposons que — dans ce cas également — la puissance dissipée par la charge reliée au secondaire soit de 150 watts (voir figure 2-B). En appliquant la même formule que précédemment, nous trouvons que le courant passant dans le secondaire a une intensité de 1,5 ampère, tandis que celle du primaire est de 1 ampère. Nous nous trouvons donc dans les mêmes conditions que tout à l'heure: là encore le courant, passant dans la partie de l'enroulement commune aux deux circuits, est égal à la différence des deux courants (primaire et secondaire).

Si l'on examine à fond ce phénomène, on se trouve en présence d'une situation apparemment absurde: dans les deux cas, la partie de l'enroulement qui est commune fait partie d'un circuit (primaire dans le premier cas et secondaire dans l'autre), dans lequel passe un courant de 1,5 ampère, bien que cet enroulement en série avec le circuit soit lui-même parcouru par un courant plus faible. Ce phénomène ne peut s'expliquer que si l'on considère que les deux courants qui passent simultanément dans le fil de l'enroulement, se neutralisent, partiellement, l'un l'autre, du fait qu'ils circulent en sens opposés. Cela n'empêche pas, toutefois, que chaque électron intéressé ne produise sa propre quantité d'énergie magnétique.

Pour cette raison nous trouvons, dans le domaine des autotransformateurs, un nouveau concept de la puissance, la **puissance de transformation**, représentée par le symbole P_t.

Etant donné que la puissance est égale au produit du courant par la tension, et que seule une partie des courants en présence existe en théorie, alors qu'en

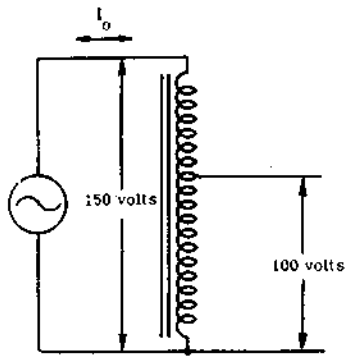


Fig. 2 A - Autotransformateur réducteur de tension. La tension primaire est supérieure à la tension secondaire. Il existe toujours un courant à vide.

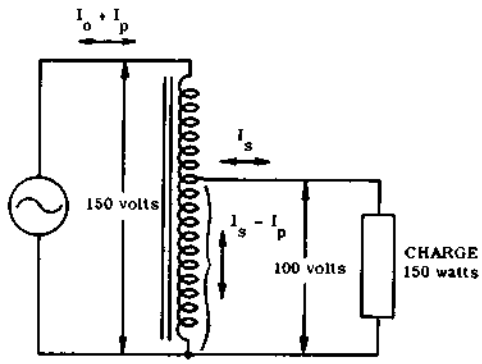


Fig. 2 B - Dans ce cas, également, l'intensité du courant dans la partie commune est égale à la différence entre les deux. Elle est égale à $I_s—I_p$, et non à $I_p—I_s$.

réalité ils sont partiellement neutralisés, il est logique d'admettre que la puissance effective, servant de base au calcul des dimensions du circuit magnétique, et par suite des dimensions de l'autotransformateur tout entier, soit différente de celle que l'on aurait si le primaire et le secondaire étaient séparés.

Le fait qu'une portion de l'enroulement soit parcourue par un courant d'intensité plus faible que celle circulant dans le circuit extérieur, et que la puissance en jeu soit plus faible que celle réellement dissipée, permet de construire l'autotransformateur dans des dimensions plus réduites que celles qui seraient nécessaires pour un transformateur (à enroulements séparés) qui aurait les mêmes caractéristiques électriques. Cela constitue donc un second avantage.

Les inconvénients présentés par les autotransformateurs — par contre — sont essentiellement au nombre de deux: avant tout, l'autotransformateur ne convient plus lorsque le rapport de transformation est trop élevé. En pratique, on préfère employer des transformateurs à enroulements séparés lorsque ce rapport de transformation est supérieur à 4, étant donné que, dans ces conditions, l'économie n'existe plus. En outre, l'extra-courant de rupture et de fermeture du circuit atteint des valeurs telles qu'il faut prévoir un très fort isolement, ce qui augmente les dimensions effectives. En second lieu, du moment que le primaire et le secondaire sont en contact direct entre eux, il n'est pas possible d'isoler électriquement le circuit d'utilisation de celui d'alimentation, comme cela est possible avec un transformateur. Très souvent cet isolement est nécessaire car, dans le cas contraire, l'appareil alimenté se trouve directement relié au secteur électrique, de telle sorte que les parties métalliques (châssis) peuvent être dangereuses à toucher.

Le domaine d'utilisation des autotransformateurs est très vaste: ils sont employés dans les laboratoires de construction et de réparation d'appareils électroniques pour amener la tension du secteur à la tension convenant à l'alimentation des appareils, ou pour compenser momentanément les variations possibles de la tension du réseau, etc...

Bien qu'ils soient disponibles, dans le commerce, dans un grand nombre de types et de caractéristiques différents, nous estimons qu'il est utile de détailler leur mode de calcul, tout comme nous l'avons fait, en son temps pour les transformateurs.

CALCUL DES AUTOTRANSFORMATEURS

Un transformateur, nous l'avons dit, doit pouvoir fonctionner aussi bien en élévateur qu'en réducteur de tension. Dans les deux cas, une caractéristique reste constante: la puissance disponible au secondaire.

Une fois déterminée la puissance maximum que l'on désire au secondaire, il est possible de calculer rapidement la puissance de transformation, qui servira à prévoir les dimensions du circuit magnétique et, donc, du dispositif tout entier.

Nous pouvons pratiquement considérer deux cas, qui sont:

1°) Autotransformateur **élévateur de tension.**

La puissance de transformation est alors donnée par:

$$P_t = \text{Puissance de sortie} \left(1 - \frac{\text{tension d'entrée}}{\text{tension de sortie}}\right)$$

2°) Autotransformateur **réducteur de tension.**

La puissance de transformation est alors donnée par:

$$P_t = \text{Puissance de sortie} \left(1 - \frac{\text{tension de sortie}}{\text{tension d'entrée}}\right)$$

Comme nous l'avons dit plus haut, la puissance de transformation est une donnée qui caractérise un autotransformateur déterminé, car c'est cette base qui sert au calcul des dimensions du circuit magnétique. Etant donné que les rapports $E_p : E_s$, dans le premier cas, et $E_s : E_p$, dans le second, sont toujours plus pe-

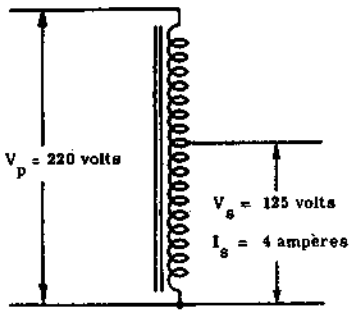


Fig. 3 - Schéma électrique de l'autotransformateur dont le procédé de calcul est expliqué dans le texte. Il est prévu pour l'application d'une tension d'alimentation primaire (V_p) de 220 volts et pour une tension secondaire de 125 volts avec un courant maximum de 4 ampères. La puissance qui peut se dissiper en sortie est de 500 volts-ampères.

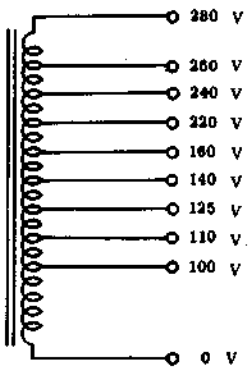


Fig. 4 - Schéma électrique faisant l'objet du 2ème exemple exposé dans le texte. Comme on le voit, on peut disposer de toutes les tensions comprises entre 100 et 280 volts, c'est-à-dire 100 110, 125, 140, 160, 220, 240, 260 et 280 V. La puissance maximum effective disponible en sortie est de 500 volts-ampères. Une telle puissance est certainement suffisante pour alimenter plusieurs appareils en même temps.

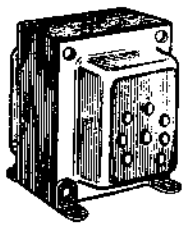


Fig. 4 bis - L'autotransformateur dont le schéma électrique est représenté sur la figure 4, peut se présenter en pratique comme illustré ci-dessus. Mise à part une série de douilles sur les deux calottes, il est semblable à un transformateur ordinaire.

tits que 1 — comme nous le verrons —, la puissance de transformation est toujours égale au produit de la puissance de sortie (c'est-à-dire la puissance dont on peut disposer au secondaire) par un nombre égal à l'unité, duquel on a soustrait un nombre également inférieur à l'unité. Il en résulte que P_t est toujours inférieure à la puissance de sortie, ce qui permet une diminution de l'encombrement et, par conséquent, du poids et du prix de revient.

Incidemment, il convient de remarquer que, si nous admettons que le poids de cuivre nécessaire au bobinage d'un enroulement donné est proportionnel au produit du nombre de tours par l'intensité du courant qui y passe, le rapport entre un tel produit, dans le cas d'un autotransformateur, et celui que l'on trouve pour un transformateur permettant les mêmes performances, met nettement en évidence les avantages économiques de l'autotransformateur.

Incidemment, il convient de remarquer que, si nous admettons que le poids de cuivre nécessaire au bobinage d'un enroulement donné est proportionnel au produit du nombre de tours par l'intensité du courant qui y passe, le rapport entre un tel produit, dans le cas d'un autotransformateur, et celui que l'on trouve pour un transformateur permettant les mêmes performances, met nettement en évidence les avantages économiques de l'autotransformateur.

EXEMPLES DE REALISATIONS

Tout comme lors du calcul d'un transformateur d'alimentation, il faut déterminer tout d'abord les éléments ci-après: 1) La puissance en jeu; 2) la section du circuit magnétique; 3) la section des fils de cuivre; 4) le facteur tours par volt; 5) les dimensions des tôles.

Dans un autotransformateur ainsi que nous l'avons dit ce n'est plus la puissance primaire ou la puissance secondaire qui conditionne les dimensions du circuit magnétique, mais plutôt la puissance de transformation. Pour mieux comprendre le calcul, donnons quelques exemples.

1er exemple

Calculons un autotransformateur simple, permettant d'obtenir, à partir d'une tension primaire donnée, une certaine tension secondaire, sous une intensité de courant déterminée. Supposons, donc, que la tension et le courant devant passer dans la charge soient respectivement 125 volts et 4 ampères, et que la tension du réseau d'alimentation électrique (tension au primaire) soit de 220 volts.

C'est le cas illustré par la **figure 3**, ou l'on note que:

$$V_p = 220 \text{ volts} \quad V_s = 125 \text{ volts} \quad I_s = 4 \text{ ampères}$$

Spécifions bien que, dans cet exemple, il s'agit de réaliser un autotransformateur destiné uniquement à fonctionner en réducteur de tension, c'est-à-dire à fournir une tension de sortie inférieure à la tension d'entrée.

Calcul de la puissance de transformation — Comme nous le savons, la puissance totale de sortie, P_u, est donnée par le produit de la tension par le courant au secondaire: dans notre cas, elle est égale à $125 \times 4 = 500$ volts-ampères.

S'il s'agissait du calcul d'un transformateur, nous tirerions de cette valeur la puissance au primaire, ce qui nous donnerait la section du circuit magnétique. Puisqu'il s'agit, ici, d'un autotransformateur, nous devons tout d'abord calculer la puissance transformée, qui est égale à:

$$P_t = P_u \left(1 - \frac{V_s}{V_p}\right) = 500 \left(1 - \frac{125}{220}\right) = 500 \ (1 - 0{,}57)$$

d'où: $P_t = 500 \times 0{,}43 = 215$ VA.

Comme on le voit, la puissance de transformation — dans ce cas — est inférieure à la moitié de la puissance totale, il apparaît donc immédiatement que les dimensions de l'autotransformateur seront très inférieures à celles d'un transformateur qui permettrait des mêmes performances.

Calcul de la section du circuit magnétique: Dans la 38ème Leçon, nous avons la formule permettant le cal-

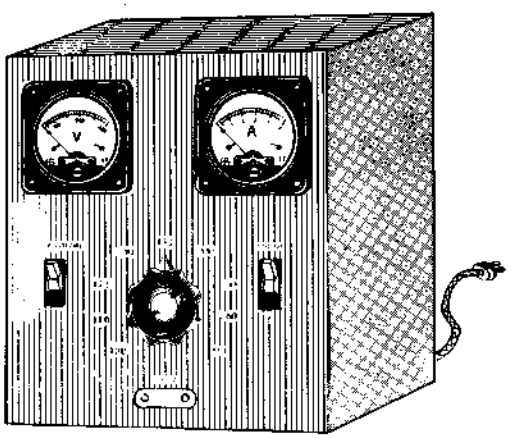


Fig. 5 - Vue extérieure de l'autotransformateur de laboratoire décrit dans le texte. Les deux instruments permettent la mesure de la tension et de l'intensité du courant de sortie. L'interrupteur de gauche (arrêt-marche) branche la tension du réseau, tandis que celui de droite multiplie par 10 la sensibilité propre de l'ampèremètre (0,5 A) en plaçant un shunt à ses bornes; on dispose, ainsi de deux échelles, 0-0, 5 A et 0-5 A, permettant des lectures précises d'intensités. La tension de sortie est prélevée aux deux douilles situées au centre, dans le bas du coffret, et sa valeur est choisie au moyen du contacteur central. L'entrée du secteur se fait sur un répartiteur de tension, avec fusible, placé à l'arrière de l'appareil.

cul de la section nette du circuit magnétique d'un transformateur. Cette formule reste valable pour les autotransformateurs. Toutefois, pour éviter les calculs, pourtant relativement simples, on peut utiliser l'abaque de la page 309.

Nous basant sur une puissance transformée de 215 VA, nous trouvons que, pour cette puissance, la section nette du noyau doit être de 22 cm². La section brute correspondante sera de 24,5 cm², avec des tôles de 0,35, ou, encore, de 25,5 cm² avec des tôles de 0,5 mm d'épaisseur.

L'autotransformateur n'est pas un appareil particulièrement délicat, et son fonctionnement n'indique pas d'exigences spéciales; on peut donc conseiller l'emploi de tôles de 0,5 mm.

Calcul de la section des fils: Il est évident que, dans le cas d'un autotransformateur également, la section des fils à employer dépend de l'intensité du courant passant dans l'enroulement. Sachant que l'intensité du courant secondaire est de 4 ampères, il nous reste à calculer l'intensité du courant passant effectivement dans le primaire, ou encore, dans la portion d'enroulement correspondante.

En appliquant la formule donnant l'intensité du courant, en divisant la puissance par la tension, nous pouvons trouver la valeur que nous désirons connaître. Nous avons vu, au début de cet exemple, que la puissance maximum prévue est de 500 volts/ampère ($4 \times \times 125$). En conséquence, le courant primaire correspondant à cette puissance sera égal au quotient de la puissance maximum par la tension au primaire, soit à $500 : 220 = 2{,}27$ ampères.

Il convient, maintenant, de se rappeler qu'avec un courant de 4 ampères dans le circuit de sortie, courant en opposition de phase avec le courant du circuit d'entrée, dans la partie de l'enroulement qui est commune aux deux circuits passe en réalité un courant effectif égal à la différence entre le plus fort et le plus faible. Le courant primaire, dans la portion commune de l'enroulement, aura donc une intensité égale à:

$$I_p = 4 - 2{,}27 = 1{,}73 \text{ ampères}$$

Nous sommes maintenant en possession de tous les éléments nécessaires au calcul de la section du fil de cuivre. Si nous admettons une densité de courant de 2,5 ampères par mm², ce qu'il est d'usage de faire pour les autotransformateurs, afin de permettre un service prolongé sans échauffement excessif, le diamètre du fil de cuivre sera donné par la formule:

Diamètre du fil $= 0{,}7 \sqrt{\text{courant}}$

L'intensité du courant primaire étant de 2,27 ampères, le diamètre du fil pour cette portion de l'enroulement sera de:

Diamètre fil primaire $= 0{,}7 \sqrt{2{,}27} = 0{,}7 \times 1{,}5$ (environ) $= 1{,}05$ mm.

que l'on peut arrondir à 1 mm.

Dans la portion d'enroulement commune aux deux circuits, partie constituant le secondaire tout entier, il passe un courant de 1,73 ampères. Le diamètre du fil de cuivre pour un tel courant, calculé au moyen de la même formule, sera de 0,93 mm (que l'on peut arrondir à 0,95). Ces diamètres peuvent également être trouvés, avec une bonne approximation, au moyen de la table de la page 311.

Calcul du nombre de tours: Ainsi que nous l'avons vu en son temps, lors de l'étude sur les transformateurs, le nombre de tours des enroulements a une importance fondamentale sur la densité de flux que le courant crée à l'intérieur du noyau; particulièrement en raison du fait que, si un nombre de tours trop important diminue le rendement, un nombre insuffisant amène le noyau au point de saturation, avec tous les inconvénients que cela comporte. Nous nous fixerons, également dans ce cas, une densité de flux de 1 weber par m² ou 1 tesla (le tesla étant égal à 1 weber par mètre carré ou à 10^4 gauss par centimètre carré), toujours pour des tôles de fer au silicium. Dans ces conditions nous pourrons appliquer aux autotransformateurs la formule selon laquelle le nombre de tours par volt est égal au quotient du nombre fixe 45, par la section nette (qui — dans notre exemple — est de 22 cm²). Le nombre de tours par volt sera donc de:

$$45 : 22 = 2 \text{ (environ)}$$

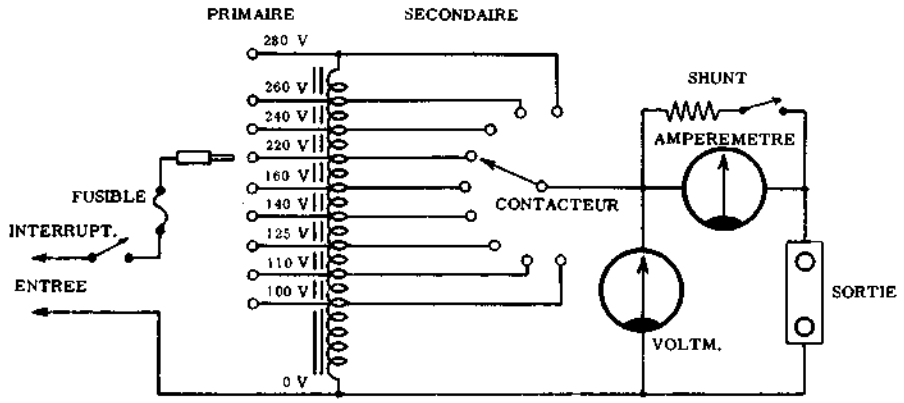


Fig. 6 - Schéma électrique de l'autotransformateur de la figure 5. Le fusible placé en série dans le circuit primaire protège l'appareil contre des courts-circuits éventuels. Cet autotransformateur sera placé dans un coffret en tôles de fer pour éviter tout rayonnement susceptible de perturber le fonctionnement des appareils voisins.

L'enroulement primaire, c'est-à-dire tout l'enroulement soumis à la tension d'alimentation de 220 volts, devra donc comporter $220 \times 2 = 440$ tours.

Une portion de cet enroulement constitue le secondaire, qui devra comporter $125 \times 2 = 250$ tours.

Etant donné que la portion commune de l'enroulement est celle parcourue par un courant plus faible, on bobinera 250 tours avec un fil de cuivre de 0,95 mm de diamètre, que l'on fera suivre par $440 - 250 = 190$ tours, bobinés avec du fil de 1 mm de diamètre.

Dimensions des tôles: Il ne nous reste plus qu'à calculer approximativement l'encombrement des enroulements pour déterminer les dimensions des tôles du circuit magnétique. Le tableau 54 (page 311) nous indique qu'avec un fil de cuivre émaillé de 0,95 mm de diamètre, nous pouvons bobiner 86 tours par cm² de section, tandis qu'avec un fil de 1 mm, on peut en bobiner 72. En conséquence, l'encombrement des deux sections de l'enroulement sera respectivement de:

$250 : 86 = 2{,}9$ cm² environ

$190 : 72 = 2{,}6$ cm² environ

soit un total approximatif de 5,5 cm². Ceci ne concerne que l'encombrement net du seul fil de cuivre constituant l'enroulement; il faut donc y ajouter les épaisseurs des couches de papier intercalées, de la carcasse sur laquelle l'enroulement est effectué, du ruban isolant recouvrant les enroulements terminés, ainsi que de l'épaisseur supplémentaire introduite par la présence de la prise intermédiaire. Tout cela provoque une augmentation de l'ordre de 60% de l'encombrement net, qui devient donc égal à:

$5{,}5$ cm² + $3{,}3$ cm² = $8{,}8$ cm² environ

Telle devra être la surface de la fenêtre dans laquelle sera logé l'enroulement. il nous suffit, alors, de choisir un type de tôles permettant d'obtenir une section de 25,5 cm² (brute), avec une fenêtre de 8,8 cm² environ.

2ème exemple

Proposons nous, maintenant, de calculer un autre modèle d'autotransformateur, plus compliqué: un autotransformateur de laboratoire, par exemple, permettant de disposer de plusieurs tensions d'entrée (secteur) et de sortie (utilisation). La puissance prévue est de 500 volts-ampères, ce qui est suffisant pour alimenter plusieurs appareils à la fois, et les tensions de fonctionnement, aussi bien au primaire qu'au secondaire, sont les suivantes: 100, 110, 125, 140, 160, 220, 240, 260 et 280 volts.

La **figure 4** donne la représentation schématique de cet autotransformateur qui pourra être placé dans un coffret (représenté **figure 5**) comportant les instruments de mesure (voltmètre et ampèremètre), le contacteur et les prises de courant. Le contacteur, commandé par un bouton placé sur la face avant du coffret, sera de dimension suffisante pour que ses contacts puissent supporter le passage du courant maximum sans échauffement et sans introduire une trop grande résistance. Les prises du primaire seront reliées à un répartiteur de tension, muni d'un fusible, tandis que la tension de sortie sera disponible sur deux douilles reliées, respectivement, à une extrémité de l'autotransformateur et au bras central du contacteur (voir **figure 6**). De cette façon on pourra faire varier la tension de sortie par la seule manoeuvre du bouton du contacteur. La figure 6 donne le schéma complet d'un autotransformateur de laboratoire, comportant un voltmètre et un ampèremètre (tous deux à fer mobile), destinés au contrôle de la tension et du courant de sortie.

Supposons — comme il est logique de le faire — que cet appareil puisse servir aussi bien à élever qu'à reduire la tension du réseau, pouvant ainsi fournir une tension de sortie variant depuis 100 volts, sous 5 ampères, jusqu'à 280 volts, sous 1,78 ampères environ, avec toutes les valeurs intermédiaires.

Dans tous les cas, le produit de la tension par l'intensité du courant sera égal à 500. En conséquence, les intensités des courants pour les diverses tensions intermédiaires seront inversement proportionnelles à la

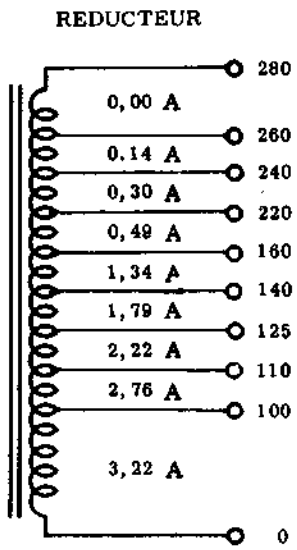


Fig. 7 A - L'intensité maximum du courant passant dans les différentes parties de l'enroulement, lorsque l'autotransformateur fonctionne en réducteur de tension, est de 3,22 ampères entre 0 et 100 volts, après quoi elle diminue progressivement. Dans la portion comprise entre 260 et 280 volts, l'intensité est théoriquement nulle, si l'on ne tient pas compte du courant à vide, I_0. Notons que l'entrée, fonctionnant comme réducteur, est constamment appliquée entre la borne et la prise de 280 volts et que le courant primaire minimum est égal à 500 : 280 = 1,78 ampère.

tension. La puissance maximum d'utilisation sera donc de 500 volts-ampères, dans tous les cas.

Refaisons, pour ce second exemple, tous les calculs faits précédemment; cela est très utile car il ne sont pas absolument identiques dans les deux cas.

Calcul de la puissance de transformation: Ainsi que nous l'avons dit, cet autotransformateur doit fonctionner aussi bien comme élévateur que comme réducteur de tension. En faisant application des deux formules donnant la puissance de transformation, dans les deux cas extrêmes, nous obtenons (en arrondissant).

1) En élévateur de tension.

$$P_t = 500 \left(1 - \frac{100}{280}\right)$$
$$= 500 \times 0{,}65 = 325 \text{ VA.}$$

2) En réducteur de tension.

$$P_t = 500 \left(1 - \frac{100}{280}\right) = 500 \left(1 - 0{,}35\right) = 325 \text{ VA.}$$

Comme on le voit, dans les deux cas extrêmes, c'est-à-dire pour ceux où l'on a la tension d'entrée la plus élevée, pour la tension de sortie la plus réduite, la puissance de transformation (qui est la donnée nécessaire au calcul de l'autotransformateur) est toujours inférieure à la puissance effective d'utilisation qui est de 500 volts-ampères.

Si — avec un peu de patience — nous appliquions les formules pour toutes les combinaisons possibles de tensions d'entrée et de sortie, nous remarquerions que la puissance de transformation n'est pas constante. Par exemple, si nous appliquons une tension de 160 volts à l'entrée et que nous prélevons la même tension en sortie, il est évident que l'autotransformateur n'accomplit aucun travail et que, dans ce cas, il se trouve simplement placé en parallèle sur la ligne. Dans ces conditions, la puissance transformée sera égale à:

$$P_t = 500 \left(1 - \frac{160}{160}\right) = 500 \left(1 - 1\right) = 0$$

Ceci constitue un cas limite où la puissance de transformation est nulle. Par contre, si nous calculons P_t pour 140 volts à l'entrée et 220 volts à la sortie, nous obtenons:

$$P_t = 500 \left(1 - \frac{140}{220}\right) = 500 \left(1 - 0{,}635\right)$$

d'où:

$$P_t = 500 \times 0{,}365 = 182{,}5 \text{ VA.}$$

Dans tous les cas quelle que soit la combinaison, nous trouverons toujours une valeur pour P_t inférieure à celle trouvée pour les deux cas extrêmes. Toutefois, étant donné qu'il peut arriver que l'on utilise l'autotransformateur dans de telles conditions (cas extrême), nous devons calculer la section du circuit magnétique en conséquence. En procédant ainsi, l'autotransformateur sera suffisamment dimensionné pour pouvoir fournir la puissance maximum et, dans les autres cas, la section magnétique plus importante que nécessaire n'amènera aucune perturbation.

Calcul de la section du circuit magnétique: En utilisant l'abaque, de la page 309, nous trouvons que, pour une puissance de 325 volts-ampères, la section nette doit être de 27 cm², et que, pour des tôles de 0,5 mm d'épaisseur, la section brute correspondante est de 31,5 cm².

Calcul du diamètre des fils: Le diamètre des fils utilisés pour les enroulements est — nous le savons — directement porportionnel à l'intensité du courant qui y passe. Nous pouvons immédiatement calculer les valeurs maximales et minimales des courants, dans les cas extrêmes; nous aurons:

1) pour 100 volts à l'entrée et 280 volts à la sortie:
   Is max = 500 : 280 = 1,78 ampères
2) pour 280 volts à l'entrée et 100 volts à la sortie:
   Is max = 500 : 100 = 5 ampères

Nous reportant à la **figure 7 (A et B)**, nous noterons les intensités des courants passant, dans les deux cas extrêmes, dans les diverses portions de l'enroulement, selon que l'autotransformateur fonctionne en réduc-

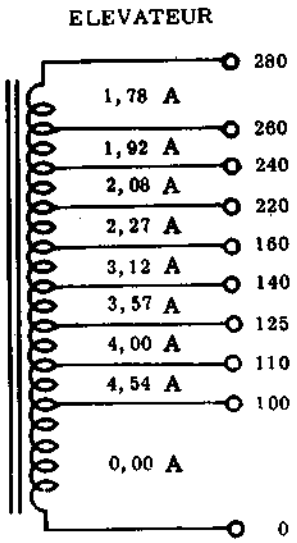


Fig. 7 B - On remarque que, lorsque l'autotransformateur fonctionne en élévateur de tension, les intensités sont plus fortes que dans le cas précédent On n'a pas tenu compte du courant à vide Io dans la partie comprise entre 0 et 100 V. Les valeurs maximales du courant circulant dans les divers secteurs sont, dans ce 2ème cas, ceux qu'il faut prendre en considération pour permettre le fonctionnement de l'autotransformateur comme élévateur (puissance maximum) ou comme réducteur (puissance minimum).

teur de tension (entrée 280 volts et sortie sur les diverses tensions disponibles, à pleine charge de 500 VA.), ou bien en élévateur de tension (entrée 100 volts et sortie sur les diverses tensions disponibles, toujours à pleine charge).

Comme réducteur, l'entrée est toujours branchée entre le début de l'enroulement et la prise 280 volts. Le courant primaire minimal est égal à 500 : 280 = = 1,78 ampères. Si, dans ces conditions, nous prélevons, en sortie, une tension de 100 volts avec une intensité de 5 ampères, il passera un courant de 1,78 A entre la prise 280 V et la prise 100 V, tandis qu'entre cette dernière et le début de l'enroulement il passera un courant dont l'intensité sera de 5 - 1,78 = 3,22 ampères. Par contre, si nous prélevons une tension de sortie de 110 V avec une intensité de 500 : 110 = 4,54 A, nous aurons toujours un courant primaire de 1,78 A, qui passera entre la prise 280 V et la prise 110 V, tandis que dans la partie de l'enroulement comprise entre les prises 110 et 0, l'intensité du courant sera de 4,54 — 1,78 = 2,76 A. Si nous continuons, ainsi, nous constatons que pour une sortie de 140 volts, le courant primaire, 1,78 A, circulera entre la prise 280 V et la prise 140 V, tandis qu'entre les prises 0 et 140 V l'intensité sera de 3,57 — 1,78 = 1,79 A. Si nous augmentons encore la tension de sortie, en gardant constante la tension d'entrée fixée à 280 V, nous trouverons que les portions de l'enroulement comprises entre 140 et 280 V sont parcourues par des courants secondaires d'intensité inférieure à 1,78 ampères. Malgré cela, le fil utilisé pour ces portions d'enroulement ne pourra pas être de section plus faible que celle prévue pour le cas extrême, car il doit pouvoir laisser passer une intensité de 1,78 A. sans échauffement.

Considérons maintenant le fonctionnement en élévateur de tension (figure 7-**B**); en maintenant constante la tension d'entrée (100 V) entre le début de l'enroulement et la prise 100 V, et en prélevant en sortie toutes les tensions disponibles sous des intensités correspondant à la pleine charge, les diverses parties de l'enroulement sont parcourues par des courants dont nous allons calculer les intensités.

Avec un courant primaire de 500 : 100 = 5 ampères, entre les prises 0 et 100 V le courant effectif (théorique) est nul (0 ampère). Si nous prélevons la tension de sortie sur la prise 110 V, nous aurons un courant secondaire de 500 : 110 = 4,54 A, mais, toutefois, dans la portion d'enroulement commune au primaire, le courant de 5 ampères circule en sens opposé, on aura donc un courant résiduel de 5 — 4.54 = 0,46 A. En conséquence, l'intensité de 4,54 A ne passera que dans la portion comprise entre les prises 100 et 110 V.

Si nous augmentons progressivement la tension de sortie nous trouvons un courant de 4 ampères entre 110 et 125 V; 3,57 A, entre 125 et 140 V; 3,12 A, entre 140 et 160 V; 2,27 A, entre 160 et 220 V; 2,08 A, entre 220 et 240 V; 1,92 A, entre 240 et 260 V et, enfin, 1,78 A. entre 260 et 280 V.

Les intensités des courants passant dans les diverses portions de l'enroulement sont plus grandes dans ce cas que dans le cas précédent (réducteur de tension); ce sont donc ces dernières valeurs que l'on doit adopter lorsque l'autotransformateur doit fonctionner aussi bien en réducteur qu'en élévateur de tension. Il sera ainsi convenablement dimensionné dans tous les cas.

Naturellement, les intensités ainsi calculées pourront être arrondies pour faciliter le choix du diamètre du fil nécessaire aux diverses parties de l'enroulement; ces diamètres pourront être facilement déterminés au moyen de la table 54, page 311 et seront les suivants: entre la prise 0 et la prise 100 V (où l'intensité du courant peut atteindre 3,22 A), on utilisera du fil de cuivre de 1,4 mm de diamètre; pour la portion comprise entre 100 et 110 V, le bobinage se fera avec du fil de 1,5 mm de diamètre; puis on poursuivra avec du fil de 1,4 mm jusqu'à 125 V, de 1,35 mm jusqu'à 140 V. de 1,30 mm jusqu'à 160 V, de 1,2 mm jusqu'à 220 V, de 1 mm jusqu'à 240 V, de 0,95 mm jusqu'à 260 V et, enfin, de 0,90 mm jusqu'à 280 volts.

On notera que la portion d'enroulement comprise entre 0 et 110 V n'est jamais parcourue par un courant d'intensité supérieure à 3,22 A, elle peut donc être bobinée en fil plus fin que la portion comprise entre 100

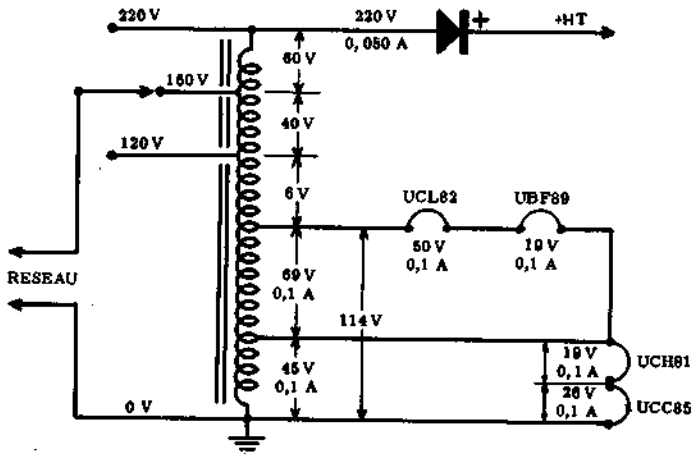


Fig. 8 - Schéma électrique de l'autotransformateur du 3ème exemple. Comme on le voit, la prise 220 V fournit la haute tension pour l'alimentation anodique des lampes; tandis que les deux prises basse tension alimentent les filaments des tubes de la façon suivante: de 0 à 45 V, 26+19 V sous 100 mA; de 45 à 114 V, 19+50 V sous 100 mA. Les prises 120 et 160 servent seulement à adapter le secteur, tandis que la prise 220 V, sert également à fournir la haute tension qui est redressée par le redresseur sec symbolisé dans le schéma.

et 110 V, ensuite, le diamètre du fil de cuivre tend à diminuer régulièrement.

Calcul du nombre de tours: Nous avons déjà appris, et appliqué en maintes occasions, le mode de calcul du facteur tours par volt. Dans notre cas, disposant d'un circuit magnétique de 27 cm² de section nette, le facteur tours par volt sera de 45 : 27 = 1,66. En conséquence les différentes parties de l'enroulement seront effectuées comme suit:

de 0 à 100 V . .	100 × 1,66 =	166 tours -	fil de 1,4 mm
de 100 à 110 V . .	10 × 1,66 =	16 tours -	fil de 1,5 mm
de 110 à 125 V . .	15 × 1,66 =	25 tours -	fil de 1,4 mm
de 125 à 140 V . .	15 × 1,66 =	25 tours -	fil de 1,35 mm
de 140 à 160 V . .	20 × 1,66 =	33 tours -	fil de 1,30 mm
de 160 à 220 V . .	60 × 1,66 =	99 tours -	fil de 1,20 mm
de 220 à 240 V . .	20 × 1,66 =	33 tours -	fil de 1,00 mm
de 240 à 260 V . .	20 × 1,66 =	33 tours -	fil de 0,95 mm
de 260 à 280 V . .	20 × 1,66 =	33 tours -	fil de 0,90 mm

Dimensions des tôles: Nous sommes arrivés à la phase finale du calcul de notre autotransformateur. Connaissant le nombre de tours des différentes parties de l'enroulement, et le diamètre des fils correspondants, il ne nous reste plus qu'à déterminer l'encombrement net du fil de cuivre en divisant le nombre de tours bobinés avec chaque diamètre de fil par le nombre de tours par cm² correspondant et à additionner ces résultats. L'encombrement total ainsi obtenu sera multiplié par 1,7 (étant donné le grand nombre de prises intermédiaires), ce qui nous donnera l'encombrement total de l'enroulement. Ceci nous permettra de calculer les dimensions de la fenêtre du noyau et de choisir les tôles en conséquence.

3ème exemple

Voyons, maintenant, comment calculer un autotransformateur du type représenté sur la **figure 8**, pouvant être utilisé pour l'alimentation d'un récepteur de Radio de faible puissance. Comme on le voit, il doit fournir une haute tension de 220 volts, sous 50 mA, et deux tensions de chauffage des filaments donnant respectivement 69 et 45 volts, toutes les deux sous une intensité de 0,1 ampère.

L'autotransformateur fonctionne en élévateur de tension sur la sortie 220 volts (avec un rapport 1 : 1, si l'entrée se fait sur la prise 220 V), tandis qu'il fonctionne en réducteur pour les tensions de chauffage.

La puissance dissipée dans le circuit secondaire s'élève à 22,4 VA au total, que nous pouvons arrondir à 25 VA. Toutefois en faisant application de la formule connue, nous apprenons que la puissance maximale de transformation est de 12 VA. A cette puissance correspond une section brute de 5,8 cm² avec des tôles de 0,35 mm, et un facteur tours par volt égal à 45 : 5,2 = = *8,7 environ.

Tenant compte de la réduction de l'intensité dans les différents secteurs de l'enroulement, nous aurons, à partir du point 0, les données suivantes:

De 0 à 45 V, nombre de tours 8,7 × 45 = 392: dans cette partie d'enroulement, passe un courant secondaire de 150 mA, duquel doit être soustrait un courant primaire de 100 mA. Le fil de cuivre sera donc prévu pour une intensité de 50 mA, ce qui donne un diamètre de 0,15 mm.

De 45 à 114 V, nombre de tours 8,7 × 69 = 600: dans cette partie d'enroulement le courant total est le même que dans la portion précédente, le diamètre du fil sera donc identique.

De 114 à 120 V, nombre de tours 8,7 × 6 = 52. Ici, le courant de chauffage des filaments ne passe plus dans l'enroulement, il y reste seulement le courant anodique, soit 50 mA, et le courant primaire opposé, dont la valeur minimale est de 100 mA. La différence étant égale à 50 mA, nous emploierons encore du fil de 0,15 mm de diamètre. On pourra poursuivre l'enroulement avec le même fil de cuivre jusqu'à la prise 160 V, en bobinant 8,7 × 40 = 348 tours, après quoi nous bobinerons le restant, soit 8,7 × 60 = 522 tours, jusqu'à la prise 220 V.

Dans cette dernière partie de l'enroulement, l'intensité du courant passant dans le fil sera encore de 50 mA, et nous conserverons donc un diamètre de 0,15 mm.

Leçon n° 60

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 58 et 59

N. 1 — Quelle caractéristique distingue les transformateurs Basse Fréquence des transformateurs d'alimentation déjà étudiés?

N. 2 — Pour quelle raison préfère-t-on, en général le couplage par résistance-capacité au couplage par transformateur, dans les étages amplificateurs de tension, malgré l'amplification supplémentaire apportée par le transformateur?

N. 3 — De quelle façon peut-on brancher la bobine mobile d'un haut-parleur, dont l'impédance est très faible, au circuit de sortie d'une lampe de puissance?

N. 4 — Quelle est la fonction la plus importante du transformateur de sortie, en dehors de celle d'adaptateur d'impédances?

N. 5 — Est-il possible, au moyen d'un transformateur de sortie, de brancher des charges d'impédances différentes?

N. 6 — En dehors de moyen de couplage (de transmission du signal), quelle est l'autre fonction d'un transformateur intervalve placé entre l'étage pilote et un étage final en push-pull?

N. 7 — Quel est le rapport entre l'impédance réelle du primaire d'un transformateur de sortie et l'impédance réfléchie?

N. 8 — Quelle est la relation entre l'impédance réfléchie et l'impédance de charge, selon que le rapport de transformation est plus grand ou plus petit que l'unité?

N. 9 — Quelle est la différence principale entre un autotransformateur et un transformateur?

N. 10 — Pour quelle raison un autotransformateur est-il plus économique qu'un transformateur?

N. 11 — Si un autotransformateur est relié au réseau, sans qu'aucune charge ne soit branchée entre les prises du secondaire, constate-t-on une consommation de courant correspondant à la puissance pour laquelle il a été construit?

N. 12 — Considérant les courants relatifs aux différentes parties de l'enroulement lorsqu'il fonctionne à pleine charge, peut-on dire que leurs valeurs sont les mêmes lorsqu'il fonctionne en réducteur ou en élévateur de tension?

N. 13 — Quelle est l'intensité du courant circulant dans la partie de l'enroulement commune aux circuits primaire et secondaire d'un autotransformateur?

N. 14 — La puissance absorbée par un autotransformateur est-elle égale à celle effectivement dissipée dans le circuit secondaire?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 451

N. 1 — On utilise un circuit de couplage.
N. 2 — Par un condensateur qui prélève le signal aux bornes de la résistance de charge de l'étage précédent et le transmet à la grille de l'étage suivant.
N. 3 — C'est le rapport entre le signal de sortie et le signal d'entrée mesuré dans toute la gamme de fréquences dans laquelle l'appareil doit fonctionner.
N. 4 — La capacité inter-électrodes des lampes, les capacité parasites, les divers composants et des connexions par rapport à la masse, ainsi que — parfois — la réactance de certains éléments du circuit.
N. 5 — La réactance élevée, pour ces fréquences, du condensateur de couplage.
N. 6 — La résistance de charge doit être de valeur beaucoup plus grande que la résistance dynamique de plaque de la lampe.
N. 7 — Un étage amplificateur à couplage L-C est semblable à un étage à couplage R-C. La différence réside dans le fait que la résistance de charge anodique est remplacée par une impédance. Cette dernière offre une faible résistance ohmique à la composante continue, ce qui fait que la tension anodique du tube est plus élevée que dans un étage du type R-C.
N. 8 — Un amplificateur à couplage par résistance-capacité a une courbe de réponse plus linéaire et plus étendue.
N. 9 — L'absence de condensateur ou de transformateur de couplage. La plaque d'une lampe est directement reliée à la grille de la lampe suivante.
N. 10 — Parce que l'absence de condensateur et d'inductance dans le circuit de couplage évite une variation d'amplification aux diverses fréquences.
N. 11 — Pour que le courant grille, qui prend naissance pendant une partie du cycle, ne produise pas une tension de polarisation excessive, en raison de la chute de tension qu'il produit lors de son passage dans la résistance de grille.
N. 12 — Ce sont ceux constituant le circuit de couplage. Ils sont de valeurs élevées pour la Basse Fréquence, et ces valeurs diminuent lorsque la fréquence augmente.
N. 13 — C'est le temps que met un électron pour passer d'une électrode à une autre, à l'intérieur d'un tube électronique.
N. 14 — En réduisant l'écartement des électrodes.
N. 15 — En additionnant les gains en dB de chacun des étages.
N. 16 — Quatre types: d'amplitude, de fréquence, de phase et la distorsion harmonique.
N. 17 — Parce que dans un appareil électronique il y a toujours des tensions qui peuvent être soit positives soit négatives par rapport à la masse et que, en raison du fait que le point de masse doit toujours être commun à l'appareil objet des mesures et au voltmètre, il n'est pas possible d'intervertir les cordons, comme on peut le faire avec un multimètre.
N. 18 — En agissant sur le potentiomètre marqué « Equilibrage en courant alternatif ».

Au cours des 52ème et 55ème leçons, nous avons étudié le tube électronique en tant qu'amplificateur, ainsi que les différents circuits annexes; nous avons vu comment on pouvait déterminer les caractéristiques en fonction des différentes valeurs de la résistance de charge, des tensions de polarisation, etc...

Bien que les données ainsi recueillies soient suffisantes pour mener à bien l'étude et la réalisation des amplificateurs, pour déterminer rapidement les valeurs de résistances nécessaires à la polarisation ou à l'alimentation des électrodes, etc... nous pensons qu'il est utile de publier le tableau 67 dressé par la Cie RCA, au moyen duquel il est possible de trouver très rapidement les valeurs typiques des composants d'un étage amplificateur à résistance-capacité. Ces tableaux indiquent les résistances, les capacités, les tensions permettant d'utiliser dans les meilleures conditions possibles les tubes, et d'obtenir une courbe de réponse linéaire dans une vaste gamme de fréquences. Ce premier ensemble de tableaux — consacré uniquement aux triodes — sera suivi d'un autre, consacré aux tubes pentodes.

LES ETAGES AMPLIFICATEURS « R-C »

Ainsi que nous l'avons déjà vu, les tubes amplificateurs de tension à couplage par résistance et capacité dont le montage extrêmement simple ne requiert qu'un petit nombre de composants, permettent d'obtenir une amplification uniforme dans une gamme de fréquences très étendue.

Ces tableaux fournissent toutes les données relatives à un grand nombre de types de lampes parmi lesquels des triodes à faible et à fort coefficient d'amplification (K), des double-triodes, etc... Un index permet de déterminer rapidement le groupe auquel appartient le tube électronique dont on désire connaître les valeurs nécessaires à son fonctionnement.

SYMBOLES UTILISES

Dans ces tableaux, ont été utilisé un certain nombre de symboles, déjà connus de nos Lecteurs, que nous rappelons, ci-dessous.

- C = Capacité de couplage, en µF.
- C_k = Condensateur de découplage de cathode (en parallèle sur R_k) en µF.
- E_{bb} = Tension anodique d'alimentation, à ne pas confondre avec la tension mesurée sur la plaque elle-même. Cette dernière est égale à E_{bb}, moins la chute de tension dans R_p et R_k. E_{bb} est exprimée en volts.
- R_k = Résistance de polarisation cathodique, en ohms.
- R_g = Résistance de fuite de grille, en mégohms.
- R_p = Résistance de charge de plaque, en mégohms.
- V.G. = Gain en tension pour une tension de sortie de 5 volts eff. (à moins de spécification contraire).
- E_o = Tension de crête de sortie, en volts. Cette tension se manifeste aux bornes de la résistance de grille (R_g) de l'étage suivant pour toutes les fréquences comprises dans la partie linéaire de la courbe de réponse. Cette tension de crête est celle obtenue pour un signal dont l'amplitude est suffisante pour faire varier la tension grille de l'étage R-C jusqu'au point où le courant grille commence à apparaître.

N. B. — Lorsque les tensions d'alimentation anodique diffèrent de 50 pour cent de celles indiquées, les valeurs des résistances, des capacités et du gain en tension, ne sont qu'approximativement exactes. Toutefois, la tension de sortie correspondante est égale à la tension de sortie indiquée dans le tableau, multipliée par le rapport de la tension anodique réelle à celle mentionnée dans le tableaux.

TABLEAU 67 - VALEURS TYPIQUES POUR ETAGES AMPLIFICATEURS DU TYPE R-C

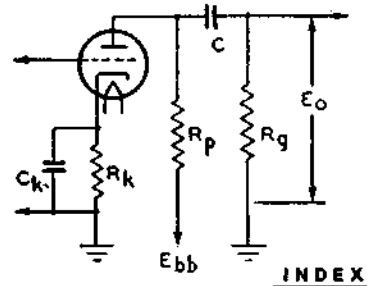


Schéma de principe d'un étage amplificateur montrant les symboles utilisés dans les tableaux.

INDEX

Type de tube	Groupe	Type de tube	Groupe	Type de tube	Groupe	Type de tube	Groupe
		6AQ6	A	6J5	C	12AU7A	B
		6AT6,	A	6SL7	A	12AV6	D
		6AV6	D	6SN7	C	12AX7	D
3AV6	A	6BK7B	G	6Y8	A	12SL7	A
ABQ7Q	G	6BQ7A	G	6T8A	A	12SN7	C
4BZ7	G	6BZ7	G	7AU7	B	19T8	A
5BK7A	G	6C4	B	8CG7	C	5879 (T)	E
5BQ7A	G	6CG7	C	12AT6	A	7025	D
5T8	A	6CN7	A	12AT7	F	7199 (T)	H
6AB4	F	6EU7	D				

CONSIDERATIONS GENERALES SUR LE CIRCUIT

Dans la brève explication donnée ci-dessous, f_2 représente la fréquence à partir de laquelle les fréquences élevées commencent à être atténuées. Par contre, f_1 est la fréquence à laquelle les fréquences basses commencent à être atténuées.

Les valeurs indiquées, aussi bien pour les résistances que pour les capacités, peuvent varier de 10% sans que le caractéristiques de fonctionnement en soient, pour autant, altérées de façon sensible.

R_p, R_g et R_k peuvent en général avoir une dissipation de 0,5 watt. La tension de service des condensateurs de couplage et de filtre doit être supérieure, ou au moins égale, à la tension d'alimentation E_{bb}. Le condensateur C_k peut avoir une tension de service plus faible, comprise entre 10 et 25 volts. La tension de crête du signal d'entrée est égale à la tension de crête du signal de sortie divisée par le gain en tension.

AMPLIFICATEUR A TRIODE

Les capacités de C et de C_k ont été choisies de manière à obtenir une tension de sortie égale à 0,8 E_o à la fréquence f_1 = 100 Hz. Pour toute autre valeur de f_1, multiplier C et C_k par le rapport 100 : f_1.

En ce qui concerne le condensateur C_k, les valeurs données dans les tableaux sont prévues pour une alimentation des filaments en courant continu. Si les filaments sont alimentés en courant alternatif, il peut être utile, d'augmenter la valeur de C_k pour réduire le bruit de fond introduit par l'alternatif.

La tension de sortie à la fréquence f_1, pour un nombre « n » d'étages amplificateurs identiques entre-eux est donnée par:

Tension de sortie (en volts) = $(0,8)^n \times E_b$

dans laquelle, E_o représente la tension de sortie de crête d'un étage, calculée à 420 Hz.

Dans un amplificateur de type classique, la fréquence f_2 est très supérieure à la limite des fréquences audibles, pour n'importe quelle valeur de R_p.

Pour les tubes multiples (triode-pentode), chercher le type suivi de la lettre T pour la section triode.

E_{bb}	R_p	R_g	R_{g2}	R_k	C_{g2}	C_k	C	E_o	V.G.
90	0.1	0.1	–	4200	–	2.5	0.025	5.4	22●
		0.22	–	4600	–	2.2	0.014	7.5	27●
		0.47	–	4800	–	2.0	0.0065	9.1	30●
	0.22	0.22	–	7000	–	1.5	0.013	7.3	30●
		0.47	–	7800	–	1.3	0.007	10	34■
		1.0	–	8100	–	1.1	0.0035	12	37★
	0.47	0.47	–	12000	–	0.83	0.006	10	36■
		1.0	–	14000	–	0.7	0.0035	14	39★
		2.2	–	15000	–	0.6	0.002	16	41★
180	0.1	0.1	–	1900	–	3.6	0.027	19	30★
		0.22	–	2200	–	3.1	0.014	25	35
		0.47	–	2500	–	2.8	0.0065	32	37
	0.22	0.22	–	3400	–	2.2	0.014	24	38
		0.47	–	4100	–	1.7	0.0065	34	42
		1.0	–	4600	–	1.5	0.0035	38	44
	0.47	0.47	–	6600	–	1.1	0.0065	29	44
		*1.0	–	8100	–	0.9	0.0035	38	46
		2.2	–	9100	–	0.8	0.002	43	47
300	0.1	0.1	–	1500	–	4.4	0.027	40	34
		0.22	–	1800	–	3.6	0.014	54	38
		0.47	–	2100	–	3.0	0.0065	63	41
	0.22	0.22	–	2600	–	2.5	0.013	51	42
		0.47	–	3200	–	1.9	0.0065	65	46
		0.1	–	3700	–	1.6	0.0035	77	48
	0.47	0.47	–	5200	–	1.2	0.006	61	48
		1.0	–	6300	–	1.0	0.0035	74	50
		2.2	–	7200	–	0.9	0.002	85	51

E_{bb}	R_p	R_g	R_{g2}	R_k	C_{g2}	C_k	C	E_o	V.G.
90	0.047	0.047	–	1600	–	3.2	0.061	9	10■
		0.1	–	1800	–	2.5	0.033	11	11★
		0.22	–	2000	–	2.0	0.015	14	11
	0.1	0.1	–	3000	–	1.6	0.032	10	11★
		0.22	–	3800	–	1.1	0.015	15	11
		0.47	–	4500	–	1.0	0.007	18	11
	0.22	0.22	–	6800	–	0.7	0.015	14	11
		0.47	–	9500	–	0.5	0.0065	20	11
		1.0	–	11500	–	0.43	0.0035	24	11
180	0.047	0.047	–	920	–	3.9	0.062	20	11
		0.1	–	1200	–	2.9	0.037	26	12
		0.22	–	1400	–	2.5	0.016	29	12
	0.1	0.1	–	2000	–	1.9	0.032	24	12
		0.22	–	2800	–	1.4	0.016	33	12
		0.47	–	3600	–	1.1	0.007	40	12
	0.22	0.22	–	5300	–	0.8	0.015	31	12
		0.47	–	8300	–	0.56	0.007	44	12
		1.0	–	10000	–	0.48	0.0035	54	12
300	0.047	0.047	–	870	–	4.1	0.065	38	12
		0.1	–	1200	–	3.0	0.034	52	12
		0.22	–	1500	–	2.4	0.016	68	12
	0.1	0.1	–	1900	–	1.9	0.032	44	12
		0.22	–	3000	–	1.3	0.016	68	12
		0.47	–	4000	–	1.1	0.007	80	12
	0.22	0.22	–	5300	–	0.9	0.015	57	12
		0.47	–	8800	–	0.52	0.007	82	12
		1.0	–	11000	–	0.46	0.0035	92	12

GROUPE "A"

TUBES

5T8
6AQ6
6AT6
6CN7
6SL7-GT●
6T8
6T8-A
12AT6
12SL7-GT●
19T8

● Section triode, ou une des triodes.

■ Gain en tension mesuré pour une tension de sortie de 2 volts eff.

▲ Le condensateur de couplage (de liaison), doit être choisi d'une valeur telle qu'il procure la réponse désirée à la fréquence. La résistance de cathode doit avoir en parallèle une capacité convenable.

* Pour une tension de sortie de 4 volts eff.

● Pour une tension de sortie de 2 volts eff.

TUBES

6C4
7AU7●
12AU7-A●

GROUPE "B"

E_{bb}	R_p	R_g	R_{g2}	R_k	C_{g2}	C_k	C	E_o	V.G.
90	0.047	0.047	–	1870	–	3.1	0.063	14	13
		0.1	–	2230	–	2.5	0.031	18	14
		0.22	–	2500	–	2.1	0.016	20	14
	0.1	0.1	–	3370	–	1.8	0.034	15	14
		0.22	–	4100	–	1.3	0.015	20	14
		0.47	–	4800	–	1.1	0.006	23	15
	0.22	0.22	–	7000	–	0.80	0.013	16	14
		0.47	–	9100	–	0.65	0.007	22	14
		1.00	–	10500	–	0.60	0.004	25	15
180	0.047	0.047	–	1500	–	3.6	0.066	33	14
		0.1	–	1860	–	2.9	0.055	41	14
		0.22	–	2160	–	2.2	0.015	47	15
	0.1	0.1	–	2750	–	1.8	0.028	35	15
		0.22	–	3550	–	1.4	0.015	45	15
		0.47	–	4140	–	1.3	0.007	51	16
	0.22	0.22	–	5150	–	1.0	0.016	36	16
		0.47	–	7000	–	0.71	0.007	45	16
		1.00	–	7800	–	0.61	0.004	51	16
300	0.047	0.047	–	1300	–	3.6	0.061	59	14
		0.1	–	1580	–	3.0	0.032	73	15
		0.22	–	1800	–	2.5	0.015	83	16
	0.1	0.1	–	2500	–	1.9	0.031	68	16
		0.22	–	3130	–	1.4	0.014	82	16
		0.47	–	3900	–	1.2	0.0065	96	16
	0.22	0.22	–	4800	–	0.95	0.015	68	16
		0.47	–	6500	–	0.69	0.0065	85	16
		1.00	–	7800	–	0.58	0.0035	96	16
90	0.1	0.1	–	4400	–	2.7	0.023	5	29◆
		0.22	–	4700	–	2.4	0.013	6	35◆
		0.47	–	4800	–	2.3	0.007	8	41◆
	0.22	0.22	–	7000	–	1.6	0.001	6	39◆
		0.47	–	7400	–	1.4	0.006	9	45■
		1.0	–	7600	–	1.3	0.003	11	48★
	0.47	0.47	–	12000	–	0.9	0.006	9	48■
		1.0	–	13000	–	0.8	0.003	11	52★
		2.2	–	14000	–	0.7	0.002	13	55★
180	0.1	0.1	–	1800	–	4.0	0.025	18	40
		0.22	–	2000	–	3.5	0.013	25	47
		0.47	–	2200	–	3.1	0.006	32	52
	0.22	0.22	–	3000	–	2.4	0.012	24	53
		0.47	–	3500	–	2.1	0.006	34	59
		1.0	–	3900	–	1.8	0.003	39	63
	0.47	0.47	–	5800	–	1.3	0.006	30	62
		1.0	–	6700	–	1.1	0.003	39	66
		2.2	–	7400	–	1.0	0.002	45	68
300	0.1	0.1	–	1300	–	4.6	0.027	43	45
		0.22	–	1500	–	4.0	0.013	57	52
		0.47	–	1700	–	3.6	0.006	66	57
	0.22	0.22	–	2200	–	3.0	0.013	54	59
		0.47	–	2800	–	2.3	0.006	69	65
		1.0	–	3100	–	2.1	0.003	79	68
	0.47	0.47	–	4300	–	1.6	0.006	62	69
		1.0	–	5200	–	1.3	0.003	77	73
		2.2	–	5900	–	1.1	0.002	92	75

GROUPE "C"

TUBES

6CG7●

6J5

6J5-GT

6SN7-GTB●

8CG7

12SN7-GT●

- ● Section triode, ou une des triodes.
- ■ Gain en tension mesuré pour une tension de sortie de 2 volts eff.
- ▲ Le condensateur de couplage (de liaison), doit être choisi d'une valeur telle qu'il procure la réponse désirée à la fréquence. La résistance de cathode doit avoir en parallèle une capacité convenable.
- ★ Pour une tension de sortie de 4 volts eff.
- ◆ Pour une tension de sortie de 2 volts eff.

TUBES

3AV6

6AV6

6EU7●

12AV6

12AX7●

7025●

GROUPE "D"

Ebb	Rp	Rg	Rg2	Rk	Cg2	Ck	C	Eo	V.G.
90	0.047	0.047	–	1800	–	2.9	0.060	9	10●
		0.1	–	2100	–	2.4	0.033	12	11■
		0.22	–	2200	–	2.3	0.016	14	21★
	0.1	0.1	–	3200	–	1.8	0.027	10	12■
		0.22	–	3900	–	1.3	0.015	13	13★
		0.47	–	4300	–	1.0	0.007	16	13
	0.22	0.22	–	6200	–	0.87	0.015	12	13■
		0.47	–	8100	–	0.53	0.006	16	13
		1.00	–	9000	–	0.49	0.003	19	14
180	0.047	0.047	–	1200	–	3.5	0.063	21	12
		0.1	–	1600	–	2.6	0.033	29	13
		0.22	–	1800	–	2.4	0.016	35	13
	0.1	0.1	–	2200	–	1.9	0.031	26	13
		0.22	–	2900	–	1.35	0.015	33	14
		0.47	–	3400	–	1.1	0.007	40	14
	0.22	0.22	–	4500	–	0.92	0.015	28	14
		0.47	–	6400	–	0.61	0.006	39	14
		1.00	–	8200	–	0.52	0.003	47	14
300	0.047	0.047	–	1100	–	3.9	0.063	42	13
		0.1	–	1500	–	2.8	0.033	65	13
		0.22	–	1700	–	2.5	0.016	71	14
	0.1	0.1	–	2000	–	2.1	0.032	45	15
		0.22	–	3400	–	1.4	0.015	74	15
		0.47	–	3700	–	1.1	0.007	83	15
		0.22	–	4300	–	0.97	0.015	50	15
	0.22	0.47	–	7200	–	0.63	0.007	88	15
		1.00	–	7400	–	0.63	0.003	94	15

GROUPE "E"

TUBE

5879

90	0.1	0.1	–	3900	–	1.8	0.024	10	18
		0.22	–	4000	–	1.6	0.014	12	20
		0.47	–	4030	–	1.36	0.0075	13	20
	0.22	0.22	–	7600	–	1.0	0.012	12	21
		0.47	–	7500	–	0.86	0.0079	13	24
		1.0	–	7800	–	0.81	0.0056	15	25
	0.47	0.47	–	14000	–	0.49	0.0064	13	23
		1.0	–	14000	–	0.49	0.0053	15	24
		2.2	–	15000	–	0.45	0.005	15	25
180	0.1	0.1	–	1160	–	3.2	0.027	15	25
		0.22	–	1220	–	2.8	0.015	18	29
		0.47	–	1240	–	2.4	0.009	19	30
	0.22	0.22	–	2600	–	1.63	0.014	18	29
		0.47	–	2630	–	1.4	0.0083	19	31
		1.0	–	2700	–	1.3	0.006	20	28
	0.47	0.47	–	5600	–	0.83	0.008	19	29
		1.0	–	5700	–	0.71	0.0056	20	31
		2.2	–	5600	–	0.66	0.0048	21	32
300	0.1	0.1	–	740	–	4.8	0.031	21	35
		0.22	–	740	–	3.9	0.016	24	41
		0.47	–	750	–	3.3	0.009	25	43
	0.22	0.22	–	1200	–	2.4	0.0154	24	40
		0.47	–	1230	–	1.8	0.0086	23	35
		1.0	–	1250	–	1.6	0.006	24	36
	0.47	0.47	–	2800	–	1.05	0.0085	22	36
		1.0	–	2800	–	0.94	0.006	23	38
		2.2	–	2900	–	0.90	0.0058	23	37

- Section triode, ou une des triodes.
- Gain en tension mesuré pour une tension de sortie de 2 volts eff.
- ▲ Le condensateur de couplage (de liaison), doit être choisi d'une valeur telle qu'il procure la réponse désirée à la fréquence. La résistance de cathode doit avoir en parallèle une capacité convenable.
- * Pour une tension de sortie de 4 volts eff.
- ● Pour une tension de sortie de 2 volts eff.

TUBES

6AB4■

12AT7●■

GROUPE "F"

E_{bb}	R_p	R_g	R_{g2}	R_k	C_{g2}	C_k	C	E_o	V.G.
90	0.047	0.047	–	2270	–	2.6	0.046	6	14
		0.1	–	2000	–	2.5	0.028	10	16
		0.22	–	2060	–	2.3	0.015	11	18
	0.1	0.1	–	3800	–	1.62	0.026	10	16
		0.22	–	4000	–	1.3	0.0137	12	19
		0.47	–	4000	–	1.3	0.0086	13	20
	0.22	0.22	–	7600	–	0.8	0.013	11	19
		0.47	–	8000	–	0.7	0.008	12	20
		1.0	–	8000	–	0.65	0.0057	13	20
180	0.047	0.047	–	760	–	5.6	0.059	16	20
		0.1	–	770	–	4.8	0.032	18	25
		0.22	–	760	–	4.2	0.016	19	27
	0.1	0.1	–	1400	–	2.8	0.03	17	24
		0.22	–	1500	–	2.3	0.015	18	23
		0.47	–	1500	–	2.1	0.009	19	27
	0.22	0.22	–	2600	–	1.4	0.015	16	23
		0.47	–	2600	–	1.15	0.0088	18	25
		1.0	–	2600	–	1.05	0.006	18	26
300	0.047	0.047	–	360	–	7.4	0.062	21	28
		0.1	–	360	–	6.0	0.032	22	29
		0.22	–	370	–	5.1	0.016	23	30
	0.1	0.1	–	720	–	3.8	0.032	21	28
		0.22	–	700	–	3.0	0.016	22	30
		0.47	–	700	–	2.6	0.009	23	31
	0.22	0.22	–	1200	–	1.9	0.016	21	29
		0.47	–	1500	–	1.5	0.009	21	30
		1.0	–	1500	–	1.2	0.006	22	30

E_{bb}	R_p	R_g	R_{g2}	R_k	C_{g2}	C_k	C	E_o	V.G.
90	0.047	0.047	–	1200	–	3.1	0.058	6	13
		0.1	–	1200	–	2.64	0.031	7	13
		0.22	–	1210	–	2.38	0.015	7	14
	0.1	0.1	–	2200	–	1.63	0.031	7	13
		0.22	–	2250	–	1.26	0.015	7	13
		0.47	–	2200	–	1.12	0.0086	7	9
	0.22	0.22	–	2300	–	1.28	0.015	8	13
		0.47	–	4600	–	0.61	0.0085	7	13
		1.0	–	4500	–	0.55	0.0055	7	13
180	0.047	0.047	–	530	–	4.6	0.061	9	15
		0.1	–	530	–	3.6	0.033	9	16
		0.22	–	550	–	3.0	0.0158	10	16
	0.1	0.1	–	1010	–	2.3	0.032	9	15
		0.22	–	1400	–	1.5	0.0153	8	15
		0.47	–	1500	–	1.4	0.0087	9	16
	0.22	0.22	–	2200	–	0.98	0.0157	8	14
		0.47	–	2100	–	0.75	0.0087	8	15
		1.0	–	2100	–	0.60	0.0056	8	15
300	0.047	0.047	–	220	–	4.4	0.063	11	19
		0.1	–	300	–	3.3	0.033	11	19
		0.22	–	330	–	2.3	0.016	11	19
	0.1	0.1	–	520	–	2.3	0.032	10	17
		0.22	–	600	–	1.4	0.015	10	18
		0.47	–	630	–	0.9	0.009	10	18
	0.22	0.22	–	1000	–	0.9	0.015	9	17
		0.47	–	1200	–	0.62	0.0088	8	17
		1.0	–	1300	–	0.60	0.0057	8	17

GROUPE "G"

TUBES

4BQ7-A•■

4BZ7 •■

5BK7-A•■

5BQ7-A•■

6BK7-B•■

6BQ7-B•■

6BZ7•■

• Section triode, ou une des triodes.

■ Gain en tension mesuré pour une tension de sortie de 2 volts eff.

▲ Le condensateur de couplage (de liaison), doit être choisi d'une valeur telle qu'il procure la réponse désirée à la fréquence. La résistance de cathode doit avoir en parallèle une capacité convenable.

▲ Pour une tension de sortie de 4 volts eff.

◆ Pour une tension de sortie de 2 volts eff.

TUBE

7199■

GROUPE "H"

Leçon n° 61

MODULATION ET DEMODULATION

Jusqu'à présent, chaque fois que nous avons parlé de la modulation — procédé permettant d'utiliser une onde porteuse pour transmettre la parole et les sons en général — nous nous sommes contentés de donner un simple aperçu du sujet, sans entrer dans des explications détaillées, ni mentionner les caractéristiques et les particularités propres à cette technique.

Au cours de cette leçon, nous examinerons le problème d'un peu plus près, en nous attachant plus spécialement à déterminer les avantages et les inconvénients des différents systèmes de modulation, en les comparant les uns aux autres. Bien que complet, notre présent exposé ne saurait épuiser le sujet, qui est très vaste; il nous faudra revenir sur les systèmes de modulation plus tard, soit lorsque nous traiterons de l'émission, soit (et cela très prochainement) lorsque nous décrirons un des moyens de transmission dont on parle beaucoup, la "modulation de fréquence".

Pour que le sujet puisse être exposé avec toute la clarté nécessaire à une parfaite compréhension, nous devons, tout d'abord, rappeler certains éléments déjà connus, auxquels nous devrons toujours nous référer au cours de nos explications concernant ces techniques.

CARACTERISTIQUES DE L'ONDE PORTEUSE

L'onde radio-électrique à haute fréquence employée pour transmettre des fréquences sonores d'un point à un autre s'appelle donc "onde porteuse". Elle est constituée par une onde électromagnétique qui, évidemment, possède une certaine amplitude, une fréquence propre et une phase déterminée. Si nous représentons les variations de tension d'un signal haute fréquence en fonction du temps,nous obtenons le graphique bien connu de la **figure 1**, qui donne la forme d'onde du signal. Cette figure représente une onde porteuse non modulée: elle est, c'est évident, identique aux formes que nous avons rencontrées lors des études des variations de tension, de courant, etc... et elle peut être utilisée avec profit pour l'étude des caractéristiques générales de l'onde porteuse elle-même. L'onde porteuse non modulée n'est autre qu'une onde sinusoïdale se répétant à des intervalles de temps égaux. Le potentiel augmente, tout d'abord, jusqu'à la valeur positive maximale par rapport à l'axe du temps, et chaque sinusoïde représente la variation d'amplitude de l'onde. Ce phénomène est identique à celui décrit à propos du courant alternatif, où les ondulations représentent les inversions du sens de passage du courant dans le conducteur. Il convient de se rappeler que les signes «plus» ou «moins» indiquent uniquement le sens du courant.

Le point de départ (origine) de la courbe de la figure 1 a été choisi arbitrairement; nous aurions pu, tout aussi bien, le placer en n'importe quel autre point de l'onde, avec le même résultat. Toutefois, une fois cette origine choisie, elle représente également le point à partir duquel on doit mesurer le temps du phénomène. Dans notre cas, l'origine se trouve au sommet d'une alternance positive la courbe atteint le potentiel négatif maximum, en passant par la valeur 0, pour atteindre à nouveau le sommet positif, passant encore par la valeur 0. Les variations d'amplitude qui se produisent dans cet intervalle de temps, se répètent toujours de la même manière, avec la même grandeur, si l'onde n'est pas modulée. La série complète des points représentant l'amplitude à chaque instant de cette période de temps quel que soit le point de départ, forme un cycle de l'onde porteuse. Ceci peut être vérifié sur la figure 1, sur laquelle nous avons indiqué deux cycles ayant deux points de départ différents. Le nombre de cycles, ou de périodes, se produisant pendant une seconde (cycles par seconde ou hertz) est appelé, nous le savons, la fréquence de l'onde.

MODULATION D'AMPLITUDE

On peut faire varier l'**amplitude**, ou la **phase**, ou la **fréquence** d'une onde porteuse au rythme des sons à transmettre; le procédé permettant d'obtenir la variation d'une de ces caractéristiques s'appelle la **modulation**. Les trois systèmes de modulation sont donc la modulation d'amplitude, la modulation de phase et la modulation de fréquence. On les indique souvent au moyen des abréviations suivantes: **AM**, pour modulation d'amplitude, **FM**, pour modulation de fréquence et **PM**, pour modulation de phase.

Les autres types de modulation, comme par exemple la modulation par impulsions, peuvent être considérés comme des dérivés, ou subdivisions, de ces trois systèmes.

Si l'on utilise une tension sinusoïdale pour moduler en amplitude l'onde porteuse, l'amplitude instantanée de celle-ci varie sinusoïdalement. L'amplitude maximale atteinte, soit dans le sens positif, soit dans le sens négatif, est appelée **amplitude de crête**. Les crêtes, ou pointes, positives ou négatives sont égales, et

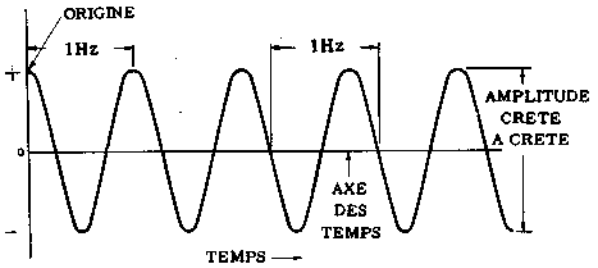


Fig. 1 - Dans cette représentation graphique d'une onde, est mis en évidence, entre autre, le fait que l'origine des temps peut être prise en n'importe quel point du cycle. Un cycle par seconde = 1 hertz. Le nombre de hertz (cycles par seconde) donne la fréquence de l'onde.

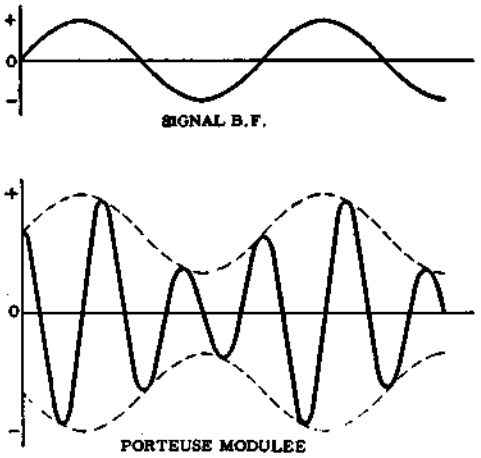


Fig. 2 - Le signal Basse Fréquence, représenté par la sinusoïde du haut, appliqué à l'onde porteuse fait varier son amplitude de crête à crête comme le montre le second dessin.

l'oscillation complète du cycle, du maximum positif au maximum négatif, s'appelle amplitude de **crête à crête**.

Si nous considérons seulement cette dernière, nous pouvons dire que l'amplitude de l'onde est constante: cela, nous le savons, est la caractéristique fondamentale de l'onde porteuse non modulée.

Dans la modulation d'amplitude, l'amplitude de crête à crête, de la porteuse varie en fonction de l'intensité de l'onde sonore transmise. Par exemple, la voix captée par un microphone est convertie en un signal Basse Fréquence qui commande l'amplitude de la porteuse. Un son unique, capté par le microphone, module la porteuse de la façon indiquée sur la **figure 2** On voit que les crêtes de la porteuse n'ont plus une amplitude constante, mais qu'elles suivent les variations instantanées de l'amplitude du signal B.F. Quand celui-ci varie dans le sens positif, les crêtes de la porteuse augmentent en proportion, tandis que lorsque la variation du signal BF se fait dans le sens négatif, l'amplitude de la porteuse diminue. On en déduit donc que, **l'amplitude instantanée du signal de modulation à Basse Fréquence détermine l'amplitude de crête à crête de la porteuse modulée.**

Taux de modulation

En modulation d'amplitude, le degré de modulation, ou profondeur de la modulation, s'exprime par le taux **de modulation**. Quand l'amplitude de crête à crête du signal de modulation est égale à l'amplitude crête à crête de la porteuse non modulée, on dit que la porteuse est modulée à 100%. Dans la **figure 3**, la tension de modulation, E_A, est égale, en crêtes, à celle de la porteuse, E_R, et l'amplitude de crête à crête de cette dernière varie entre $2E_R$, ou $2E_A$, et 0. En d'autres termes, le signal de modulation oscille avec des amplitudes suffisantes pour doubler l'amplitude de la porteuse pendant les alternances positives et pour la réduire à zéro, pendant les alternances négatives.

Si E_A est plus petit que E_R, le taux de modulation est inférieur à 100%. Ainsi, E_A est égal à la moitié de E_R, le taux de modulation est 50% seulement(voir **figure 4**). Quand le signal de modulation atteint sa valeur maximale dans le sens positif, l'amplitude de la porteuse augmente de 50%, tandis qu'elle diminue de la même valeur pendant les alternances négatives.

Il est également possible de donner au taux de modulation une valeur supérieure à 100%, en faisant en sorte que E_A soit plus grand que E_R, comme le montre la **figure 5**. On y voit que l'onde porteuse modulée varie entre 0 et une amplitude crête à crête plus grande que 2 E_R.

Etant donné que l'amplitude ne peut être inférieure à zéro, la porteuse se trouve donc complètement annulée pour toutes les valeurs négatives de E_A plus grandes que E_R. Ceci se traduit pratiquement par un signal très déformé, et la modulation sera très difficilement compréhensible à la réception. On peut donc conclure que le pourcentage, ou taux de modulation, dans les systèmes de communications à modulation d'amplitude ne doit jamais dépasser 100%.

Le taux effectif de modulation d'une porteuse peut se calculer simplement au moyen de la formule suivante:

$$M = \% \text{ de modulation} = \frac{E_{MAX} - E_{MIN}}{E_{MAX} + E_{MIN}} \times 100$$

dans laquelle, E_{MAX} est l'amplitude maximale et E_{MIN}, l'amplitude minimale, de crête à crête, de la porteuse modulée. Supposons, par exemple, que l'amplitude d'une porteuse modulée varie de 10 à 30 volts. En substituant, dans la formule ci-dessus, 30 à E_{MAX} et 10 à E_{MIN}, nous aurons:

$$M = \frac{30 - 10}{30 + 10} \times 100 = \frac{20}{40} \times 100 = 50\%$$

Cette formule n'est valable que pour les taux compris entre 0 et 100%.

Bandes latérales

Quand deux signaux issus d'oscillateurs sont mélangés, nous obtenons, à la sortie commune, les deux fréquences d'origine et deux autres fréquences, éga-

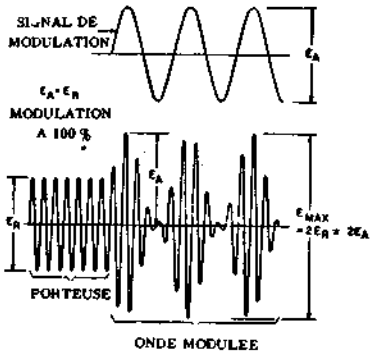


Fig. 3 - Pour une modulation à 100% le signal de modulation doit avoir une amplitude suffisante pour doubler ou réduire à zéro l'amplitude de la porteuse.

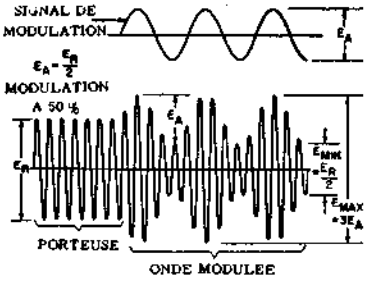


Fig. 4 - Si la tension de modulation est égale à la moitié de la tension de la porteuse, le taux de modulation est de 50%.

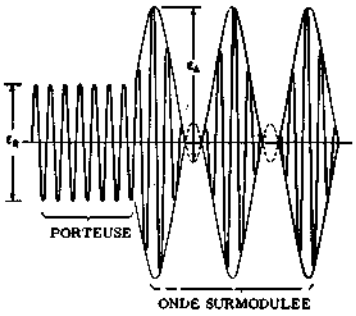


Fig. 5 - Avec une tension de modulation plus grande que celle de la porteuse, on obtient un taux de modulation supérieur à 100% et une distorsion très importante.

les respectivement à leur somme et à leur différence. Ce phénomène se produit également, lors du processus de modulation, entre la porteuse et la basse fréquence de modulation: les fréquences obtenues par leur mélange, on dit par **battement**, s'appellent les **bandes latérales** de modulation.

Supposons qu'une fréquence acoustique de 1 000 Hz module une porteuse de 500 kHz. La porteuse modulée sera alors composée principalement de trois fréquences, soit: la fréquence d'origine de la porteuse, 500 kHz, la somme de la fréquence porteuse et de la BF (501 kHz) et la différence entre ces deux fréquences, 499 kHz.

La composante 501 Hz est appelée **bande latérale supérieure** et celle à 499 kHz, **bande latérale inférieure**. Du moment que dans la modulation d'amplitude elles sont, toutes les deux, toujours présentes, l'onde modulée est composée d'une fréquence centrale flanquée d'une fréquence latérale supérieure et d'une fréquence latérale inférieure. L'amplitude individuelle de chaque composante a une valeur constante, mais l'onde résultante varie en amplitude en fonction du signal de modulation.

La **figure 6** représente la porteuse et les deux fréquences latérales de l'exemple précédent: chacune est placée en fonction de sa fréquence propre et la longueur des traits figure leur amplitude respective. Le signal de modulation, f_A, entre en battement avec la porteuse, fc, et produit la fréquence latérale supérieure, f_H, et inférieure, f_L. La porteuse modulée occupe donc une portion du spectre haute fréquence dont la largeur de bande est égale à 2 kHz. On doit donc, pour recevoir convenablement la modulation transmise, si l'on s'accorde sur 500 kHz pour recevoir également les fréquences de 499 kHz et de 501 kHz, sans aucune perte d'amplification.

Nous savons que les fréquences acoustiques occupent une gamme allant, approximativement, de 16 à 16 000 hertz. Pour transmettre la fréquence la plus élevée, le canal de modulation d'amplitude devra s'étendre de 16 kHz de part et d'autre de la fréquence de l'onde porteuse, et le récepteur devra avoir une largeur de bande correspondante. C'est ainsi que, par exemple, pour une fréquence porteuse de 500 kHz, le canal AM devra s'étendre de 484 à 16 kHz. Ceci représente la largeur de bande idéale; toutefois, en pratique, on se contente d'une largeur de bande moins importante, pour éviter les interférences entre émetteurs.

Pour chaque ensemble déterminé de fréquences de modulation, le canal AM, c'est-à-dire la largeur de bande, est égal au double de la fréquence acoustique la plus élevée.

L'énergie Haute Fréquence rayonnée par l'antenne de l'émetteur sous forme de porteuse modulée, est répartie entre la porteuse elle-même et les deux bandes latérales. C'est ainsi que, pour une porteuse d'une puissance de 1 000 watts, il faut fournir un signal BF de 500 watts pour moduler à un taux de 100%. Par suite la porteuse modulée ne dépassera pas une puissance totale de 1 500 watts. Les 500 watts de puissance BF se répartissent en parties égales entre les deux bandes latérales; aucune partie de la puissance BF ne s'ajoute à la porteuse. Il en résulte que la porteuse, par elle-même, ne contient aucun signal à fréquence acoustique; du strict point de vue utilitaire, on peut dire que les 1 000 watts, correspondant à la puissance de la porteuse, sont gaspillés. Nous pouvons également remarquer que (les deux bandes latérales ayant rigoureusement le même contenu) pour transmettre les signaux BF, ou signaux « d'informations », une seule bande latérale suffit. Il est donc possible d'éliminer la porteuse et une bande latérale sans compromettre la qualité de la réception; mais, en général, la complexité de l'appareillage nécessaire à ce mode de transmission, annule en partie le gain de rendement.

Inconvénients de la modulation d'amplitude

Les bruits parasites et les interférences électriques peuvent, eux aussi, moduler en amplitude la porteuse, au point de rendre la transmission parfaitement incompréhensible. Mais là n'est pas, toutefois, le seul inconvénient présenté par ce type de modulation: un

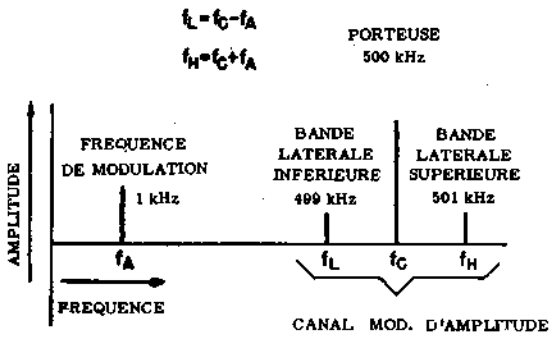


Fig. 6 - La modulation crée deux « bandes latérales », de part et d'autre de la porteuse, ainsi que le montre la figure (pour un signal de modulation de 1 000 Hz).

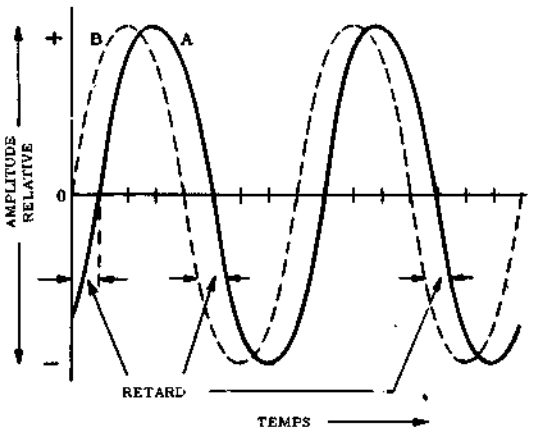


Fig. 7 - Ces deux courbes (A et B), de même fréquence, illustrent le retard de A sur B, ou inversement; c'est-à-dire la phase.

signal modulé en amplitude est susceptible d'interférer avec d'autres fréquences voisines, c'est pourquoi, pour que la réception soit possible, il faut que la puissance de l'émetteur à recevoir soit beaucoup plus grande que celle de l'émetteur provoquant l'interférence. Pour obvier à ces divers inconvénients, il est parfois nécessaires de recourir à d'autres systèmes de modulation.

MODULATION DE PHASE

Pour transmettre les fréquences acoustiques ou, comme on dit, les « informations », on peut également faire varier la phase ou la fréquence de l'onde porteuse. Le système de modulation par variation de la fréquence HF au rythme de la fréquence BF, s'appelle modulation de fréquence ou FM et celle par variation de la phase, s'appelle modulation de phase ou PM. Dans le cas de la modulation de fréquence, on agit également indirectement sur la phase de l'onde porteuse; de même dans la modulation de phase, on agit indirectement sur sa fréquence. Pour comprendre le fonctionnement de ces systèmes, il est donc nécessaire de se familiariser avec tous les deux; c'est pourquoi, bien que la modulation de phase proprement dite se rencontre très peu en pratique, nous la décrirons néanmoins d'une manière assez détaillée. Ceci est d'ailleurs justifié par le fait que nous ne reviendrons plus sur sa technique au cours des leçons ultérieures, où, par contre, nous consacrerons une leçon entière à la modulation de fréquence, en raison de la vaste application qui en est faite dans la nouvelle technique des émissions radiophoniques.

Parlant des caractéristiques de l'onde porteuse, nous avons dit que la fréquence était le nombre de cycles se produisant chaque seconde. La **figure 7** (courbe A) représente deux cycles complets de la porteuse. Le point d'origine, pour la mesure du temps, a été choisi arbitrairement et, au temps 0, la courbe A a une amplitude légèrement négative. Si l'on trace une seconde courbe (B), ayant la même fréquence, mais telle que son amplitude soit 0, au temps 0, elle peut servir de courbe de référence pour la courbe A.

La courbe B part de zéro dans le sens positif; la courbe B part, comme nous l'avons dit, d'une valeur négative et va également dans le sens positif, atteignant l'amplitude 0, une fraction de seconde après le moment où la courbe B est passée par 0. Cette fraction de cycle représente le **retard** de A sur B. Etant donné que les deux courbes ont la même fréquence, le retard de A sur B reste toujours le même, il est constant. Si les deux courbes sont interverties, on dit que A est en avance sur B. L'intervalle de retard ou d'avance de A constitue sa phase; du moment que le point de référence a été choisi arbitrairement, la phase est toute relative.

Représentation vectorielle

Les variations cycliques de l'onde porteuse ont été représentées, sur les figures vues jusqu'à présent, en dessinant une courbe montrant les variations d'amplitude en fonction du temps; mais ces mêmes variations peuvent être également représentées par la projection d'un point tournant sur une circonférence, dans le sens inverse de celui des aiguilles d'une montre. Ceci nous donne alors la représentation vectorielle (voir leçon n° 24), qui est obtenue en traçant l'amplitude en fonction du nombre de degrés de rotation, au lieu de la tracer en fonction du temps. Pour chaque cycle de l'onde porteuse, le point accomplit une rotation complète de 360°; ceci représente la période de l'onde, c'est-à-dire le temps nécessaire pour parcourir un cycle.

La **figure 8** représente un cycle de l'onde porteuse exprimé comme étant la projection d'un point se déplaçant le long d'une circonférence. Partant de 0, le point tourne de 360°, retournant ainsi à 0, où un nouveau cycle recommence. Lorsque ce point est projeté sur les axes de droite, un tour complet du point trace un cycle complet de l'onde. La fréquence de l'onde en cycles par seconde (ou hertz) est numériquement égale au nombre de révolutions accomplies par le point dans la même unité de temps. La phase relative de l'onde représentée est 0, quand au point zéro l'amplitude est nulle.

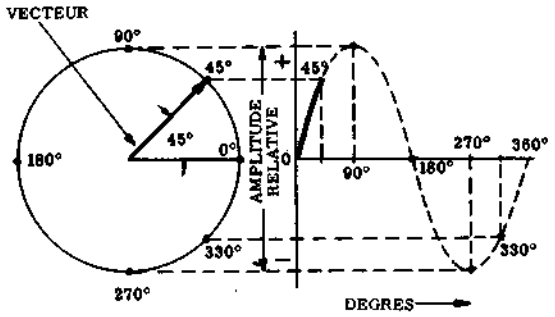


Fig. 8 - En représentation vectorielle, à chaque cycle correspond une rotation complète du vecteur.

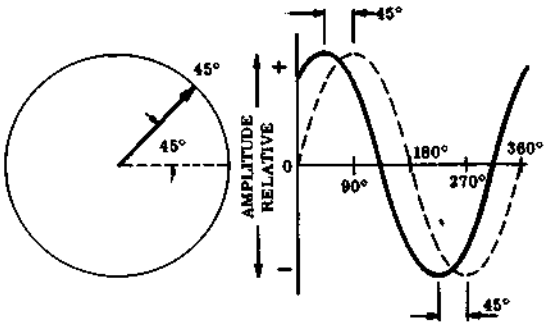


Fig. 9 - Dans la représentation vectorielle, la phase est commodément représentée par la valeur de l'angle.

L'amplitude de crête de l'onde est égale au rayon du cercle et l'amplitude de crête à crête correspond au diamètre.

Nous avons revu, jusqu'ici, des notions déjà connues; cette révision était nécessaire à la parfaite compréhension du processus de la modulation de phase. Poursuivons, maintenant notre étude.

La position du point, à tous les instants, peut être représentée par une flèche qui, partant du centre, rejoint le point lui-même. Cette flèche est le « vecteur » (déjà connu de nos Lecteurs) et, dans notre dessin, il est représenté faisant un angle de 45° sur l'axe horizontal. Il faut se rappeler que le vecteur n'est pas immobile, mais qu'il tourne à une fréquence égale à celle de l'onde qu'il représente; cette représentation est extrêmement commode pour indiquer les relations de phase entre deux ondes, ou entre une onde et un système de référence choisi arbitrairement. Supposons que nous observions une onde commençant à l'instant où son vecteur se trouve dans une position faisant un angle de 45° sur l'horizontale (**figure 9**). Pour déterminer sa phase relative, on peut prendre pour référence un second vecteur dont l'amplitude est nulle à l'instant 0 et qui tourne dans le même sens (inverse de celui des aiguilles d'une montre). Sur la projection dessinée à droite de la figure, les deux ondes ont la même fréquence, mais celle qui nous intéresse a une avance de phase relative de 45°. Si nous analysons la figure, nous remarquons que ces 45° correspondent à l'angle au centre formé par les deux vecteurs, angle mesuré dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, en partant du vecteur de référence. L'onde sinusoïdale en trait plein, part de 0 dans le sens positif, 45° avant l'onde de référence représentée en pointillé à sa droite. Si l'on considère, de la même façon, une onde porteuse quelconque, on constate qu'à chaque instant elle présente une relation de phase relative par rapport à une porteuse de référence de fréquence égale. L'angle de phase peut être exprimé soit en degrés, soit en radians; puisque 360° valent 2π radians, l'angle de phase de 45° est égal à $\pi/4$ radians ou, plus simplement à $\pi/4$.

Modulation

Dans la modulation de phase, on fait varier la phase relative de la porteuse au rythme de la fréquence de modulation. L'angle de phase de la porteuse n'a donc plus une valeur constante. L'amplitude et la fréquence moyenne de l'onde porteuse sont maintenues à des valeurs constantes, tandis que les signaux de modulation agissent sur la phase, à chaque instant, en faisant varier l'angle de phase, comme le montre la **figure 10**.

Au lieu de faire tourner le vecteur à la fréquence de l'onde porteuse, on peut faire tourner les axes du graphique, dans le sens opposé, avec la même vitesse. De cette façon, les vecteurs (et l'onde de référence) peuvent être étudiés tandis qu'ils restent symboliquement immobiles. La figure 10-**A** montre le vecteur porteuse non modulée; les flèches courbes indiquent le sens de rotation des axes de la fréquence porteuse. L'angle de phase φ est constant par rapport à la fréquence de référence choisie arbitrairement. Les sections B, C, D et E de la figure, montrent les effets du signal de modulation sur l'angle de phase relatif, en 4 points différents.

Lorsque le signal de modulation oscille dans le sens positif, il produit une accélération de la vitesse de rotation du vecteur dans le sens inverse de celui des aiguilles d'une montre, ce qui augmente l'angle de phase, φ. Au point 1, le signal de modulation atteint son amplitude maximum et l'angle de phase, en conséquence, a varié de $\Delta\varphi$. Les conditions instantanées de la phase relative au point 1 sont donc $\varphi + \Delta\varphi$.

Après avoir atteint son amplitude maximum dans le sens positif, le signal de modulation se dirige en sens opposé. La vitesse du vecteur diminue et il tourne en sens contraire, vers sa position d'origine. Quand le signal de modulation devient nul (position 2 en C), le vecteur est revenu à son point de départ. L'angle de phase est de nouveau égal à φ par rapport au vecteur de référence.

Le signal de modulation devient alors négatif et le vecteur dépasse sa position de départ, en se dirigeant dans le sens des aiguilles d'une montre. Lors-

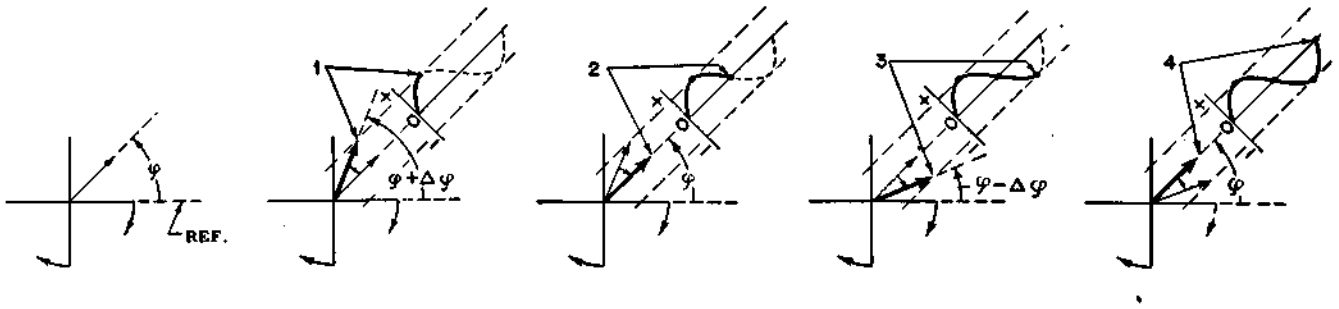


Fig. 10 A - Vecteur représentant une onde porteuse non-modulée: l'angle de phase est constant.

Fig. 10 B - Effet du signal de modulation à sa valeur positive maximale, sur l'angle de phase.

Fig. 10 C - Le signal de modulation redevient nul: l'angle de phase reprend sa valeur de départ (figure 10 A).

Fig. 10 D - Effet du signal de modulation, à sa valeur négative maximale, sur l'angle de phase.

Fig. 10 E - Le signal de modulation redevient encore nul: l'angle de phase reprend, à nouveau, sa valeur de départ.

que le signal atteint son amplitude négative maximum, (position 3 en D), l'angle de phase du vecteur est égal à $-\Delta\varphi$ et l'angle de phase instantané se réduit à $\varphi - \Delta\varphi$.

Enfin, lorsque l'amplitude du signal de modulation redevient nulle, le vecteur revient à sa position d'origine (position 4 en E). A ce moment, l'angle de phase est de nouveau égal à φ et le cycle est complet. Le cycle entier de rotation de phase se répète à chaque cycle du signal de modulation, ce qui veut dire que la fréquence de modulation est reproduite sous la forme de cycles successifs de déplacement de phase.

Pour chaque cycle du signal de modulation, la phase relative de la porteuse varie entre $\varphi + \Delta\varphi$ et $\varphi - \Delta\varphi$. Ces deux valeurs instantanées de la phase — qui se produisent lors des maximums positifs et négatifs de l'amplitude de la modulation — sont connues sous le nom d'excursion de phase maximale. L'excursion supérieure est égale à $+\Delta\varphi$, et l'excursion inférieure à $-\Delta\varphi$. Les relations entre ces limites, supérieure et inférieure, et le vecteur de la porteuse sont illustrées sur la **figure 11** sur laquelle sont indiquées les limites de $\pm\Delta\varphi$.

Si l'on représente les variations du vecteur de modulation en fonction du temps, on obtient une onde semblable à celle illustrée par la **figure 12**. Dans cette figure, le signal de modulation est représenté en **A**; dans la section **B**, l'onde en pointillés est la courbe du vecteur de référence, tandis que l'onde en trait plein est la porteuse. Dès que le signal de modulation devient positif, l'angle de phase augmente, depuis une avance de 45° à l'origine, jusqu'à une valeur maximum représentée par le point 1 de la section B. Lorsque l'amplitude devient négative, l'avance de phase de la porteuse, par rapport au vecteur de référence, diminue et atteint son minimum au point 2, après quoi elle revient à sa valeur initiale (45°), lorsque l'amplitude du signal de modulation redevient nulle.

Ce graphique représente l'onde résultant d'une modulation de phase sinusoïdale, dans laquelle l'amplitude du signal de modulation commande les relations relatives de la phase de la porteuse.

Modulation de phase et fréquence de la porteuse

Dans la représentation vectorielle de la porteuse modulée en phase, le vecteur de la porteuse est **accéléré** ou **retardé** selon que l'angle de phase augmente ou diminue sous l'influence du signal de modulation. Du moment que la vitesse du vecteur est égale à la fréquence de l'onde porteuse, cette fréquence **doit varier** pendant la modulation de phase. On constate ainsi une espèce de modulation de fréquence, connue sous le nom de **modulation de fréquence équivalente.**

La modulation de phase et la modulation de fréquence équivalente dépendent du signal de modulation; à chaque variation instantanée de la phase correspond une fréquence équivalente instantanée.

A chaque instant, la phase est déterminée par l'amplitude du signal de modulation. La fréquence instantanée équivalente est, par contre, fonction du **rapport de la variation d'amplitude** de ce signal. Ce rapport dépend de deux facteurs: l'amplitude et la fréquence de modulation. En effet, si l'**amplitude** augmente, le déplacement de phase augmente également. Le vecteur de la porteuse doit balayer un plus grand angle dans la même période de temps, ce qui augmente sa vitesse et, en conséquence, la déviation de fréquence de la porteuse. Si la **fréquence** de modulation augmente, la porteuse doit varier entre les limites du déplacement de phase à un rythme plus rapide, ce qui augmente sa vitesse, et en conséquence, la déviation de fréquence.

Par contre, lorsque l'amplitude ou la fréquence du signal de modulation diminuent, il en résulte, également, une réduction de la déviation de fréquence de la porteuse.

Plus les variations d'amplitude sont rapides, plus grand est le déplacement en fréquence de la porteuse; plus elles sont lentes, moins important sera ce déplacement.

A chaque instant, le rapport de ces variations peut être déterminé par le degré d'inclinaison de l'onde de modulation. En observant la **figure 13-A,** on remarque que les rapports maxima de variation ne se produisent

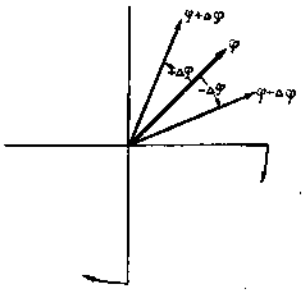


Fig. 11 - Les différentes positions du vecteur des figures 10, sont rassemblées sur une même figure donnant les deux limites de la variation de phase correspondant aux amplitudes maximales (positive et négative) du signal de modulation.

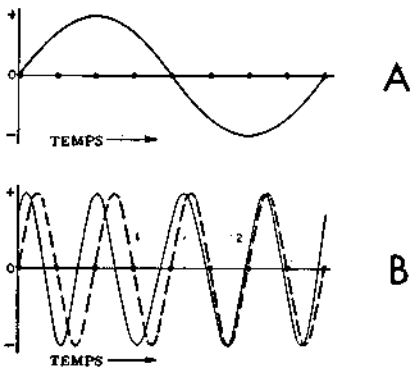


Fig. 12 - Représentation en fonction du temps: en A, signal de modulation; en B (pointillé) onde du vecteur et (trait plein) onde porteuse.

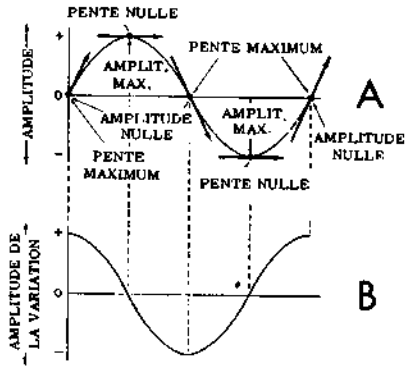


Fig. 13 - Avec la modulation de phase on constate également une modulation de fréquence; celle-ci est représentée en B.

pas aux points où l'amplitude est maximale; en fait, ce rapport est maximum lorsque l'amplitude est nulle et inversement. Quand l'onde traverse le point zéro vers le sens positif, le rapport de variation atteint sa valeur positive maxima, tandis que, lorsqu'il passe par 0, se dirigeant vers le sens négatif, le rapport atteint sa valeur négative maximale.

La courbe **B** représente le rapport des variations de la courbe A. Cette onde est en avance de 90° sur les variations de la phase.

La relation existant entre la déviation de phase et le déplacement de fréquence est illustrée par le diagramme vectoriel de la **figure 14**. Aux instants où la déviation de phase est maximum, le déplacement de fréquence est nul; lorsque la déviation de phase est nulle, le déplacement de fréquence est maximum. Les limites de déviation de la fréquence équivalente d'une porteuse modulée en phase peuvent être calculées par la formule suivante:

$$\Delta F = \Delta\varphi f \cos(2\pi f t)$$

Dans laquelle ΔF est la déviation de fréquence, $\Delta\varphi$ la déviation de phase maximum, f la fréquence du signal de modulation et cos $(2\pi f t)$ la variation d'amplitude du signal de modulation au temps t.

Lorsque $(2\pi f t)$ est égal à 0 ou à 180°, l'amplitude du signal est nulle et le cosinus prend sa valeur maximale égale à +1 à 360° et à —1 à 180°. Si la limite du déplacement de phase est de 30°, c'est-à-dire $\pi/6$ radian, on a, pour une fréquence de modulation de 1 000 Hz:

$$F = \frac{\pi}{6} \times 1\,000\ (+1) = +523 \text{ Hz environ}$$

Quand le signal de modulation passe par le point zéro, dans le sens positif, la fréquence de la porteuse est augmentée de 523 Hz. Elle est diminuée de 523 Hz, lorsque le signal de modulation passe par le point zéro, dans le sens négatif.

MODULATION DE FREQUENCE

Lorsqu'une onde porteuse est modulée en fréquence par un signal, son amplitude reste constante, tandis que sa fréquence varie d'une manière directement proportionnelle aux variations de l'amplitude du signal de modulation. Les limites de la déviation de fréquence sont analogues à celles déjà vues pour la déviation de phase, dans la modulation de phase. On constate également un **déplacement de phase équivalent** de la porteuse, analogue à la déviation de fréquence équivalente que nous avons observé dans la modulation de phase.

La **figure 15-A** représente une onde modulée en fréquence résultant de la superposition de deux cycles du signal de modulation sur une onde porteuse. Il est facile de remarquer que, quand l'amplitude du signal de modulation est nulle, la fréquence de la porteuse ne subit aucun changement. Quand l'amplitude du signal de modulation augmente, dans le sens positif, la fréquence de l'onde porteuse augmente, jusqu'à atteindre sa valeur maximale lorsque l'amplitude du signal est la plus grande. Quand ce dernier augmente, dans le sens négatif, le contraire se produit: la fréquence de la porteuse diminue pour atteindre un minimum dans la crête négative.

Nous pouvons comparer l'onde modulée en fréquence (figure 15-A) et l'onde modulée en phase (figure 15-**B**) par les deux mêmes cycles du signal de modulation BF.

Si l'on déphase de 90° l'onde modulée en phase, les deux ondes apparaissent identiques. En pratique, la différence entre ces deux types de modulation est minime, et un récepteur pour FM peut, aussi bien, recevoir ces deux types de porteuses modulées.

DEMODULATION D'UNE ONDE MODULEE EN AMPLITUDE

La démodulation, ou détection, est le processus au moyen duquel on sépare les signaux de modulation BF de la porteuse modulée. Dans le cas de la modulation d'amplitude, nous savons que les signaux BF

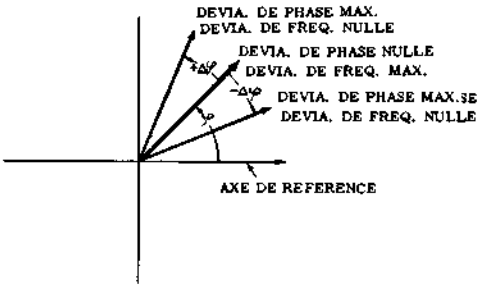


Fig. 14 - Relation entre déviation de phase et déviation de fréquence. On constate que cette dernière est maximale lorsque la déviation de phase est nulle. Au maximum de la déviation de phase, la déviation de fréquence est nulle.

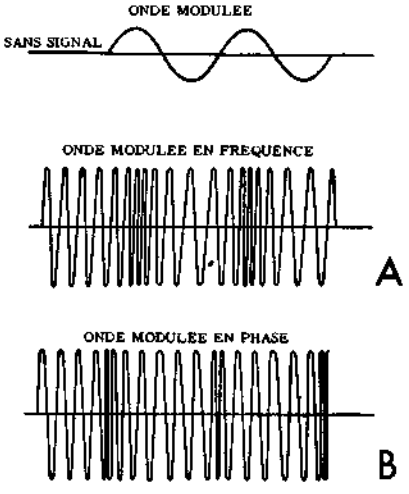


Fig. 15 - Dans une onde modulée en fréquence, la déviation est nulle lorsque le signal de modulation est nul; dans les alternances positives, la fréquence augmente et elle diminue dans les alternances négatives. En dessous, comparaison avec une onde modulée en phase.

sont superposés à la porteuse elle-même et se présentent sous la forme de variations de l'amplitude de celle-ci. Le démodulateur d'une onde AM produit des courants ou des tensions variables suivant l'amplitude de la porteuse. De même, le démodulateur pour les ondes modulées en fréquence ou en phase convertit les variations de fréquence ou de phase de la porteuse modulée, en courants ou tensions dont l'amplitude varie en fonction des variations de la fréquence ou de la phase de l'onde porteuse.

L'amplitude instantanée, e_o de la porteuse peut être exprimée par la relation suivante:

$$e_o = E_o \sin (2\pi f_o t + \varphi)$$

dans laquelle E_o est l'amplitude maximale de la porteuse modulée, f_o la fréquence de la porteuse, et φ l'angle de phase (pour un signal AM, φ peut être considéré comme étant nul). Une, ou plusieurs, des variables indépendantes (celles contenues dans le second membre de l'équation), peuvent varier en fonction du signal de modulation pour produire une variation de e_o. Toutefois, dans la pratique, on ne fait varier qu'une seule de ces valeurs à la fois à savoir: E_o, pour la modulation d'amplitude, f_o, pour la modulation de fréquence ou φ pour la modulation de phase, en évitant, autant que possible, de faire varier les autres facteurs.

Pour cette raison, l'étage détecteur d'un appareil récepteur doit être conçu de telle sorte qu'il ne soit sensible qu'au type de modulation utilisée à l'émission, il doit, par contre, être parfaitement insensible aux autres types de modulation.

Les systèmes de modulation et de démodulation (ou détection) utilisés en modulation d'amplitude ne sont pas linéaires, c'est-à-dire que les rapports entre courants et tensions ne peuvent pas être représentés graphiquement par une ligne droite. Etant donné que le rapport entre les courants et les tensions n'a pas une valeur constante, ces systèmes présentent donc une impédance non linéaire. Lorsqu'une onde modulée en amplitude est appliquée aux bornes d'une impédance non linéaire — comme, par exemple, un étage détecteur à lampe, que nous étudierons par la suite — le courant moyen de sortie est égal à la différence entre chaque alternance successive, positive ou négative, du courant du signal de sortie, comme le montre la **figure 16.**

Le courant moyen de sortie (c'est-à-dire la composante du signal) suit les contours de l'onde porteuse modulée avec une fidélité qui est fonction de la forme de la courbe non linéaire du détecteur. Etant donné que le contour, ou enveloppe, de l'onde modulée en amplitude contient la basse fréquence de modulation, un dispositif non linéaire sert donc à **démoduler** la porteuse AM.

Pour mieux comprendre les différences de rendement des divers types de détecteurs, il convient de considérer les fréquences en présence, soit à la modulation, soit à la démodulation.

COMPARAISON ENTRE LA MODULATION ET LA DEMODULATION D'AMPLITUDE

Si dans un émetteur, la porteuse à haute fréquence et le signal de modulation sinusoïdal à fréquence unique étaient appliqués à un dispositif **linéaire,** la forme d'onde résultante contiendrait les deux fréquences. Les amplificateurs à circuits accordés de l'émetteur amplifieraient la porteuse HF, mais élimineraient, pratiquement, la composante BF.

Dans ces conditions, seule la porteuse serait rayonnée et elle ne pourrait pas remplir son rôle qui est de transmettre des « informations ».

Si les mêmes fréquences, considérées ci-dessus, sont appliquées à un dispositif **non linéaire,** on obtient un résultat absolument différent. Dans ce cas, en effet, on introduit une certaine distorsion qui entraîne la production de fréquences additionnelles. C'est ainsi, qu'aux deux fréquences d'origine s'ajoutent des fréquences correspondant à leur somme et à leur différence, en plus d'une fréquence « zéro », c'est-à-dire une composante à courant continu. Dans ces conditions, les circuits accordés de l'émetteur transmettent l'onde porteuse et les bandes latérales, supérieure et inférieure, de modulation; tout comme précédemment, le signal de

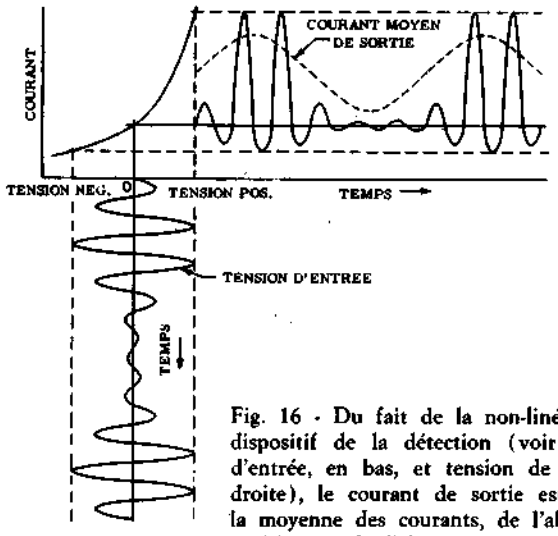


Fig. 16 - Du fait de la non-linéarité du dispositif de la détection (voir tension d'entrée, en bas, et tension de sortie à droite), le courant de sortie est égal à la moyenne des courants, de l'alternance positive et de l'alternance négative.

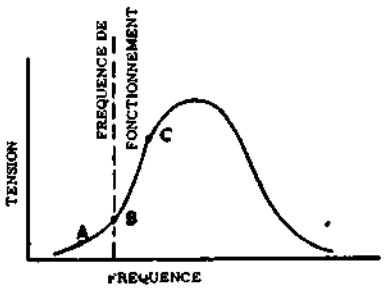


Fig. 17 - Les variations de fréquence de la porteuse sous l'effet de la modulation peuvent être détectées, c'est-à-dire traduites en variations d'amplitude, en plaçant la porteuse au point B sur le flanc de la courbe de résonance d'un circuit oscillant.

modulation à basse fréquence disparaît. Toutefois, ce signal est régénéré, à partir des bandes latérales, par l'étage détecteur de l'appareil récepteur.

Dans le récepteur, l'onde porteuse et ses bandes latérales sont appliquées à un second **dispositif non linéaire**, appelé **démodulateur ou détecteur**. Si ce démodulateur a une courbe non linéaire idéale, il déformera l'onde reçue (les alternances positives du cycle seront différentes des alternances négatives). En conséquence, outre la porteuse et ses bandes latérales, on retrouvera la fréquence du signal de modulation (correspondant à la différence entre la bande latérale supérieure et la porteuse, et entre la porteuse et la bande latérale inférieure) et une fréquence zéro (c'est-à-dire une composante à courant continu). Cette dernière servira à réaliser une commande automatique du gain du récepteur, que nous étudierons par la suite.

Si le démodulateur employé dans le récepteur n'a pas une courbe non linéaire idéale, mais s'il a, par exemple, une courbe parabolique, il y aura production de fréquences additionnelles. Ces fréquences sont les harmoniques de toutes les fréquences présentes à l'entrée. Elles sont produites par le fait que les tensions d'entrée dont l'amplitude est élevée sont déformées d'une manière différente de celles dont l'amplitude est moins grande; les harmoniques à haute fréquence peuvent être filtrées à la sortie du démodulateur, mais les harmoniques à fréquence acoustique ne peuvent être éliminées aussi facilement.

DEMODULATION DE LA MODULATION DE FREQUENCE

La principale différence existant entre un récepteur pour AM et un récepteur pour FM, réside précisément dans le type différent de démodulateur, ou détecteur, nécessaire dans chaque cas. Pour reconstituer le signal BF à partir d'une onde porteuse modulée en fréquence, il faut employer un dispositif transformant une variation de fréquence en une variation de tension. Ces tensions, à basse fréquence, correspondent à celles produites par le microphone de l'émetteur. Tout système dans lequel l'amplitude d'une tension varie, d'une manière sensiblement linéaire, en fonction d'une variation de fréquence peut être employé dans ce but.

Il existe une méthode très simple pour convertir des variations de fréquence en variations d'amplitude, elle consiste à désaccorder légèrement un circuit oscillant de telle sorte que l'onde porteuse modulée en fréquence se trouve placée sur un des flancs de la courbe de résonance, **figure 17** (point B). Comme nous l'avons vu, l'excursion de fréquence de part et d'autre de la porteuse est proportionnelle à l'amplitude du signal de modulation. Si la porteuse FM est placée sur le flanc de la courbe, les variations de sa fréquence seront transformées en variations équivalentes d'amplitude, puisque l'amplification n'est pas la même pour les fréquences situées au - dessus et au - dessous de la fréquence centrale (A et C de la figure 17). En procédant ainsi, la tension de sortie de l'amplificateur HF (ou à fréquence intermédiaire, FI), a une amplitude qui varie au rythme du signal BF de modulation. Il suffit donc de transmettre cette tension HF, ou FI, dont l'amplitude est variable, à un détecteur d'amplitude classique, pour retrouver la tension BF. Il convient de noter que pour démoduler, avec ce système, une porteuse modulée en fréquence, il faut placer la porteuse sur un des flancs de la courbe de résonance et non au sommet (comme on le fait pour la modulation d'amplitude), car la courbe de résonance est symétrique et aucune démodulation ne pourrait intervenir, dans ce cas.

Pour éviter toutes distorsions du signal, les variations de fréquence doivent être limitées à la partie rectiligne du flanc de la courbe de résonance; cette partie étant très petite, la tension produite est relativement faible. C'est pourquoi ce système très simple de démodulation est pratiquement inutilisé; il était toutefois, utile de le mentionner pour monter le principe de la détection des signaux modulés en fréquence, que nous étudierons plus en détail dans une prochaine leçon.

Leçon n° 62

MICROPHONES ET HAUT - PARLEURS

Jusqu'à présent — dans notre cours — nous avons étudié les différents types de courants rencontrés dans le fonctionnement des appareils électroniques; dans la plupart des cas, les signaux d'entrée ou de sortie d'un récepteur, d'un amplificateur ou d'un instrument, ont été définies comme étant des tensions provenant d'un générateur extérieur. D'une manière analogue, nous avons souvent parlé d'une charge branchée à la sortie d'un étage final, charge dont la fonction est d'utiliser l'énergie fournie par l'étage amplificateur. Enfin, dans nos dernières leçons, nous avons abordé les problèmes relatifs à la « modulation » et à la « démodulation » et établi les rapports existant entre les courants phoniques (BF) et les courants à haute fréquence (HF), dans le domaine des télécommunications.

Il est donc temps maintenant, de nous occuper en détail des sources directes d'où proviennent ces signaux. Nous commencerons par les signaux BF (fréquences acoustiques), ainsi que par les dispositifs capables de les reproduire; puis par la suite, nous étudierons les signaux à haute fréquence (HF) et les moyens propres à leur production.

LES MICROPHONES

Le terme **microphone** dérive du grec — comme beaucoup d'autres dans notre domaine —, il est formé de **micro**, signifiant « extrêmement petit » et de **phone**, signifiant « son »; il est facile d'en déduire que l'organe ainsi dénommé n'est autre chose qu'un dispositif sensible aux ondes sonores, permettant de les transformer en impulsions électriques, d'intensité très faible. Mais nous savons déjà que tout courant électrique, aussi faible soit-il, est susceptible d'être fortement amplifié au moyen d'amplificateurs.

Les microphones, comme tous les composants électroniques, ont subit une importante évolution au cours des années; depuis le premier modèle construit par D. E. Hugues, en 1877, de nombreuses études et expériences ont conduit aux réalisations actuelles qui sont particulièrement sensibles et fidèles.

A l'origine, le microphone a été uniquement conçu pour transformer la voix humaine en courants électriques d'intensité variable pouvant être transmis au loin; il constituait le premier maillon de la chaîne dont l'ensemble devait donner naissance au téléphone. C'était, alors, la seule qualité requise de l'appareil dont la sensibilité et la fidélité laissaient fort à desirer. Par la suite, avec les rapides développements de la technique de l'amplification et de la reproduction des sons, la nécessité d'obtenir une plus grande fidélité de reproduction, notamment pour la retransmission ou l'enregistrement de la musique, a conduit à la réalisation de microphones extrêmement fidèles et, dans une certaine mesure, beaucoup plus sensibles.

On compte, actuellement, trois catégories principales de microphones: ceux destinés uniquement à la reproduction de la parole (téléphone) dont la courbe de réponse s'étend de 150 à 4 000 Hz environ; ceux capables de reproduire une partie importante de la gamme des fréquences audibles, (entre 50 et 7 500 Hz; ils sont employés dans les installations de sonorisation); enfin, les microphones professionnels, de très grande qualité (studios d'émission ou d'enregistrement) qui sont capables de reproduire uniformément l'entière gamme des fréquences audibles (de 20 Hz à plus de 16 000 Hz).

Il faut ajouter en outre, que les microphones doivent être choisis en fonction de leur utilisation particulière et que le type sera différent selon que l'on désire transmettre uniquement la voix ou, au contraire, la musique. Un microphone destiné à la seule reproduction de la voix humaine devra avoir des caractéristiques telles que la parole soit transmise avec la compréhensibilité maximum, c'est la qualité principale que nous exigerons de lui. Par contre, s'il s'agit d'un microphone destiné à la transmission ou à l'enregistrement de la musique ou des sons en général, sa qualité principale devra être la fidélité, qui seule permet une reproduction intégrale conforme à l'original.

Le microphone à charbon — Le premier dispositif ayant permis la transformation d'une onde sonore en impulsions électriques a été le microphone à charbon. Si un certain nombre de petits corps conducteurs, de petits grains de charbon de cornue par exemple, sont légèrement tassés, ils offrent une certaine résistance au passage du courant électrique du fait des nombreux contacts imparfaits se produisant entre les divers grains; si l'on soumet l'ensemble à des vibrations mécaniques, ces différents contacts partiels se trouveront constamment modifiés et la résistance de l'ensemble variera au rythme des vibrations.

Ce principe est illustré par la **figure 1**. Le microphone à charbon, dans sa forme la plus simple, est constitué par une coupelle de charbon de cornue dans laquelle sont enfermés les petits grains (grenaille) de charbon qui sont maintenus légèrement comprimés par

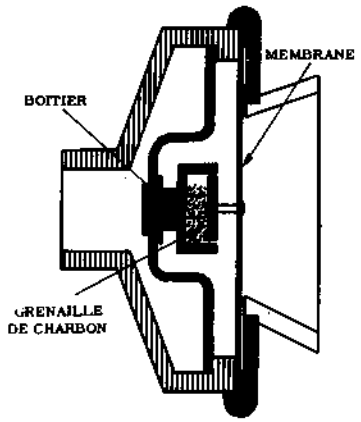


Fig. 1 - Structure interne d'un microphone à charbon. On remarque le boîtier contenant les granules et la membrane en contact avec ceux-ci.

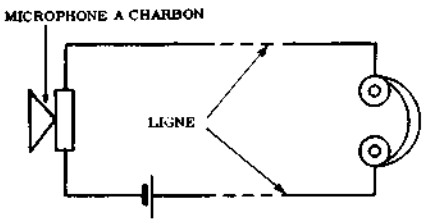


Fig. 2 - Le microphone à charbon peut fonctionner en étant directement couplé à un casque, sans aucune amplification grâce à l'ampleur des signaux qu'il fournit.

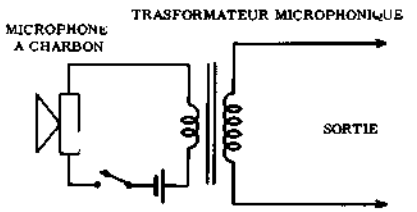


Fig. 3 - Pour adapter la faible impédance d'un microphone à charbon à celle de la grille d'une lampe, on utilise un transformateur microphonique. L'interrupteur en série avec la pile coupe le courant lorsque le microphone n'est pas employé. Dans certains cas, la batterie ou le transformateur peuvent être éliminés en reliant directement en série le microphone à la cathode du premier amplificateur.

une membrane également en charbon.

Le circuit électrique aboutit d'un côté à la coupelle et de l'autre à la membrane, le contact entre les deux se faisant par la grenaille. En série dans ce circuit se trouve une pile. Au repos — c'est-à-dire en l'absence de vibrations de la membrane — le courant électrique qui traverse le microphone rencontre une certaine résistance dont la valeur est fonction de la conductivité du charbon, de la résistance des contacts entre les grains et du contact entre ceux-ci et la membrane.

Nous savons que les ondes sonores font vibrer les corps solides: nous pouvons en effet remarquer quotidiennement les vibrations des vitres des fenêtres sous l'effet de sons intenses. Le principe du microphone nous paraîtra encore plus clair si nous nous référons par exemple à notre oreille dont le tympan (membrane) vibre sous l'effet des sons qui le frappent.

En vertu du même phénomène, la membrane de charbon (qui est très légère), vibre sous l'effet des sons et transmet ses vibrations à la grenaille de charbon, faisant ainsi varier la pression de contact entre les différents grains. Ces variations de pression se traduisent par une variation correspondante de la résistance, laquelle — à son tour — fait varier l'intensité du courant fourni au circuit par la pile. On peut donc dire que le microphone transforme les ondes sonores en un courant électrique d'intensité variable.

De par son principe même de construction, le microphone à charbon est particulièrement robuste, il est assez peu sensible aux variations de température, à l'humidité ou aux effets des agents chimiques. Par contre, il ne peut être utilisé que dans une gamme de fréquence assez limitée, mais ce défaut est compensé par une grande sensibilité. En pratique, il est en effet possible, de reproduire, directement, sans aucune amplification, les sons perçus par ce type de microphone. C'est, en particulier, ce qui se produit dans le cas du téléphone, tout au moins pour des liaisons relativement rapprochées. En effet, il suffit de fermer le circuit de la figure 1 sur un écouteur téléphonique (ou un casque), **figure 2**, pour réaliser la transmission à distance des sons émis devant le microphone, qui sont reproduits par l'écouteur téléphonique.

Dans le cas où les communications téléphoniques doivent avoir lieu à des distances assez grandes, une atténuation importante du signal se produit inévitablement dans les câbles de liaison; il est alors nécessaire d'amplifier le signal pour l'élever à un niveau suffisant pour rendre l'écoute possible.

Le microphone à charbon a été perfectionné au cours des années et un modèle dit à « double pastille » ou « double bouton » a été créé, lequel consiste comme son nom l'indique, en un assemblage de deux pastilles microphoniques identiques montées dos à dos.

Le microphone à charbon est assez directionnel, en ce sens que l'intensité du son et la distance de la source sonore au microphone restant constantes, le courant microphonique atteindra son intensité maximale lorsque la direction du son sera perpendiculaire à la membrane: en d'autres termes, la sensibilité est la plus grande lorsque la membrane est dirigée directement vers la source sonore.

L'impédance interne d'un microphone à charbon est de faible valeur (quelques dizaines d'ohms); c'est pourquoi, lorsque le signal doit être amplifié au moyen d'un tube électronique, il faut utiliser un transformateur de liaison, appelé « transformateur microphonique », pour l'adapter à l'impédance d'entrée de la lampe. Comme on le voit sur la **figure 3**, le transformateur microphonique possède un primaire à basse impédance qui constitue la charge du circuit du microphone. Le secondaire, à haute impédance, fournit des impulsions amplifiées (selon le rapport de transformation qui est de l'ordre de 1 : 30) qui peuvent être appliquées entre la grille et la masse d'une lampe.

Avec le développement incessant de l'Electronique et en raison des exigences toujours accrues dans le domaine de la qualité, de nouveaux types de microphones ayant des caractéristiques plus satisfaisantes ont été créés. Le microphone à charbon est actuellement utilisé uniquement dans les installations téléphoniques et pour certains types d'émetteurs de Radio destinés exclusivement à la transmission de la

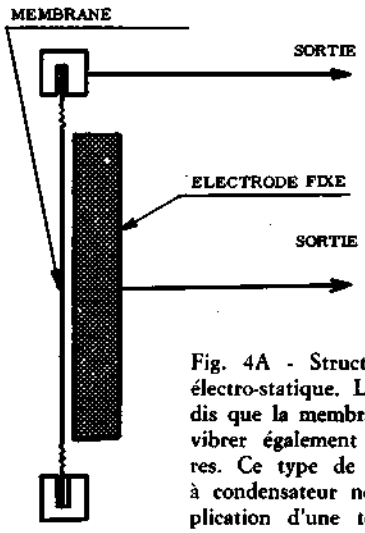


Fig. 4A - Structure interne d'un microphone électro-statique. L'électrode fixe est rigide, tandis que la membrane (deuxième électrode) peut vibrer également sous l'effet des ondes sonores. Ce type de microphone appelé également à condensateur nécessite pour fonctionner l'application d'une tension généralement comprise entre 150 et 300 volts.

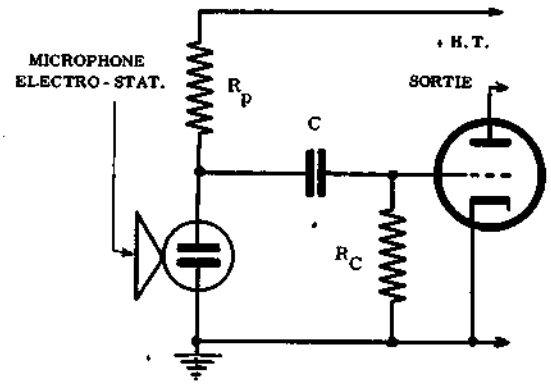


Fig. 4B - Schéma de montage d'un microphone à condensateur avec liaison au premier étage d'amplification. La tension de polarisation du microphone est fournie par l'alimentation commune. Bien que sa sensibilité ne soit pas élevée, le microphone électro-statique se distingue de tous les autres types par son uniformité de réponse aux fréquences.

parole, comme, par exemple, les appareils militaires, ceux d'amateurs ou ceux destinés à certains services civils.

Le microphone électro-statique — Lors de l'étude sur les condensateurs et les phénomènes s'y rattachant, nous avons vu que si l'on applique une tension continue d'amplitude constante aux électrodes d'un condensateur, on obtient dans le circuit une impulsion unique de courant, consécutive à la charge de ce condensateur; lorsque la charge est terminée, le courant cesse de passer. Nous savons en outre que si la tension appliquée varie à un certain rythme, soit dans son amplitude, soit dans sa polarité, on constate le passage d'un courant alternatif dont l'intensité et l'amplitude dépendent de celles de la composante alternative appliquée entre les armatures, ainsi que de la réactance du condensateur.

De même, si aux deux armatures d'un condensateur on applique une tension continue d'amplitude constante, un courant alternatif passe dans le circuit lorsque l'on fait varier périodiquement la valeur de la capacité; ce courant alternatif a une intensité qui est directement proportionnelle à la variation de la capacité.

Un des moyens les plus simples pour faire varier la valeur d'une capacité consiste à modifier la distance entre les armatures et c'est justement sur ce principe qu'est basé le microphone électro-statique représenté sur la **figure 4-A**. On remarquera que le condensateur est constitué par une armature fixe et une membrane métallique très mince, légère et flexible, formant la seconde électrode.

Si nous appliquons une tension continue entre ces deux électrodes, nous obtenons une seule impulsion de courant dans le circuit, au moment de la charge. Par contre, si la membrane entre en vibrations (sous l'effet d'une onde sonore, par exemple), elle se rapproche ou s'éloigne de l'électrode fixe, selon que l'air est comprimé ou raréfié sous l'effet de l'onde sonore. Ces déformations de la membrane, favorisées par l'élasticité du métal employé pour sa construction, déterminent à leur tour une diminution ou une augmentation de la capacité produite par une variation de la distance entre les deux électrodes. Un courant alternatif d'amplitude et de fréquence variables prend donc naissance dans le circuit.

A la base du fonctionnement du microphone électrostatique, on trouve donc une tension continue appliquée à ses armatures. En ce qui concerne le prélèvement des impulsions de tension, il convient avant tout de faire la remarque suivante: en étudiant la figure 4-**B**, on constate que la tension continue est appliquée à travers une résistance; du moment que le courant continu ne passe pas à travers le condensateur, la résistance n'est traversée par aucun courant et il n'y a pas de chute de tension à ses bornes. En conséquence, la tension continue totale est présente sur les électrodes. Lorsque la membrane entre en vibrations sous l'effet des ondes sonores, un faible courant alternatif prend naissance et produit une chute de tension proportionnelle aux bornes de la résistance. Il est facile de comprendre que cette chute de tension variable produit un courant alternatif qui est fonction de l'intensité et de la fréquence de l'onde sonore et qui peut être amplifié par les moyens connus.

Le microphone électro-statique se distingue de tous les autres types de microphones par la linéarité de sa courbe de réponse aux diverses fréquences. Cette qualité le rend apte à certains emplois particuliers; il peut être utilisé aussi bien dans les studios d'enregistrements que comme microphone étalon pour l'étalonnage et l'essai des appareils électro-acoustiques ou pour la mesure des niveaux sonores.

Les méthodes de construction ont été perfectionnées avec le temps; en effet, dans le but de rendre plus constant l'amortissement de la membrane produit par les variations internes de pression, on a été amené à profiler convenablement l'armature fixe, laquelle peut — dans certains cas — comporter une série de trous ou de rainures dont le rôle est d'influer sur la pression pour améliorer la réponse.

La sensibilité de ce type de microphone n'est pas

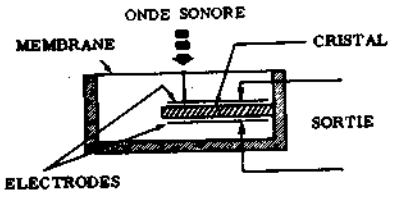


Fig. 5 A - Structure interne piézo-électrique (à cristal). Les vibrations de la membrane sont transmises au cristal lequel donne naissance à des impulsions de courant proportionnelles.



Fig. 5 B - Aspect typique d'une pastille microphonique piézo-électrique. Elle est enfermée dans un boîtier.

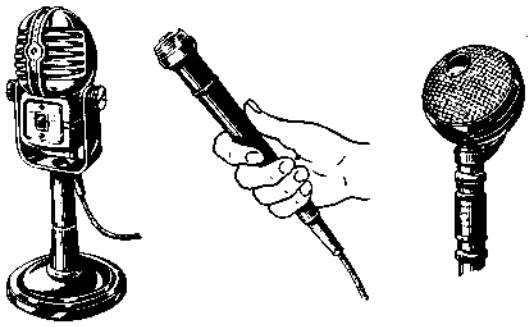


Fig. 5 C - Quelques modèles de microphones à cristal disponibles dans le commerce. Le premier comporte un contrôle de sensibilité. Le second peut être commodément tenu en main.

très grande et son impédance élevée le rend particulièrement sensible aux champs électrostatiques extérieurs. C'est pourquoi, à proximité immédiate de la capsule microphonique proprement dite, dans la même boîtier, on place le premier étage d'amplification. De cette façon, en prenant les précautions nécessaires, on peut faire en sorte que l'impédance de sortie de l'ensemble soit relativement peu élevée, d'où moins grande sensibilité aux effets néfastes des champs extérieurs.

La tension appliquée aux électrodes (tension de polarisation continue) est généralement comprise entre 150 et 300 V et la résistance en série a une valeur de quelques mégohms. On peut réaliser divers modèles ayant des caractéristiques différentes: type omnidirectionnel, (sensibilité indépendante de la direction des sons) ou type directionnel (sensible aux sons provenant d'une direction déterminée). Etant donné que ce genre de microphone est sensible aux variations de la pression de l'air, sa courbe de réponse en fréquence peut être influencée par divers facteurs. La tension de sortie est proportionnelle à la pression sonore dans la gamme des fréquences basses et moyennes, mais au fur et à mesure que la fréquence augmente la tension varie, en raison du fait que la pression interne (c'est-à-dire de l'air se trouvant entre les armatures) tend à s'opposer aux vibrations de la membrane. Ceci est d'ailleurs compensé partiellement par le fait que les signaux électriques de sortie passent toujours à travers le condensateur de couplage à la grille de la lampe. La réactance de ce condensateur, plus grande aux fréquences basses qu'aux fréquences élevées, compense les variations de la tension sortie.

Le microphone piézo-électrique — Nous avons déjà étudié sommairement (page 113) la piézo-électricité; le microphone piézo-électrique (ou microphone à cristal) en est justement une des applications.

La **figure 5-A** montre la structure interne d'un microphone de ce type; on remarquera que la membrane est solidaire d'une petite tige fixée en son centre. Le cristal est généralement de forme carrée ou rectangulaire, il est formé de deux plaquettes de sel de Rochelle collées l'une à l'autre. Sur les faces externes sont placées deux électrodes reliées à la ligne.

Lorsque la membrane vibre sous l'effet des ondes sonores, ces vibrations sont transmises au cristal par l'intermédiaire de la tige centrale. Les vibrations mécaniques appliquées au cristal font que ce dernier subit des flexions le long d'une des diagonales; ces flexions se traduisent par des impulsions électriques qui prennent naissance entre les électrodes (effet piézo-électrique).

Etant donné l'isolement presque parfait réalisé entre les armatures, l'impédance interne du microphone piézo-électrique est très grande. Ceci permet de le relier directement à l'entrée (grille) du premier étage d'amplification, sans aucun organe de couplage. De plus, sa sensibilité élevée d'obtenir une puissance BF suffisante sans qu'une forte amplification soit nécessaire.

Par rapport aux deux types précédemment décrits, le microphone piézo-électrique présente l'avantage de ne nécessiter aucune source de tension d'excitation pour son fonctionnement. En effet, les tensions électriques BF sont produites directement par le cristal.

La structure interne d'un microphone piézo-électrique peut également être du type multicellulaire. Dans ce cas, il est constitué par un assemblage de cristaux, reliés en série et en parallèle; leur nombre varie entre 6 et 20 et la combinaison des diverses unités permet d'obtenir une courbe de réponse linéaire, pratiquement sur toute l'étendue de la gamme des fréquences acoustiques.

Le microphone piézo-électrique est généralement considéré comme étant le plus économique et l'on trouve dans le commerce des cellules d'un prix modique dont le fonctionnement est très satisfaisant. Par contre, ils sont particulièrement sensibles à l'humidité et ne peuvent supporter une température supérieure à 45°.

Le microphone magnétique ou « à réluctance variable » - Parlons brièvement d'un type de microphone dont l'utilisation est uniquement limitée aux réalisations économiques qui requièrent en outre une bonne résistance aux variations de la température et du degré d'humidité.

Il ressemble fort à un microphone à cristal, la différence consistant dans le fait que le cristal est rem-

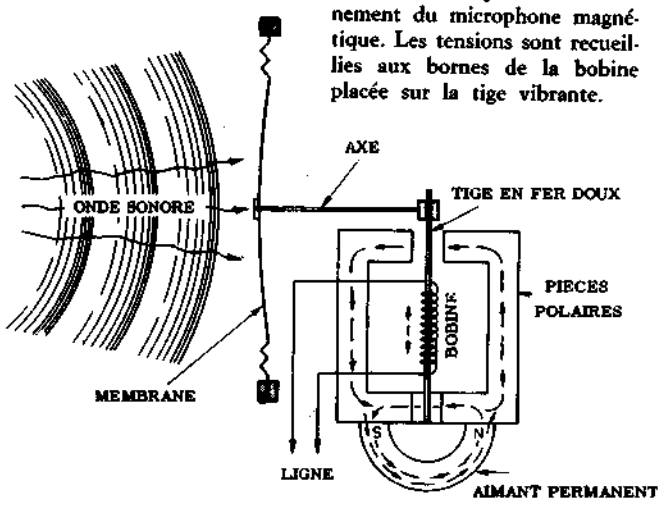


Fig. 6 - Principe de fonctionnement du microphone magnétique. Les tensions sont recueillies aux bornes de la bobine placée sur la tige vibrante.

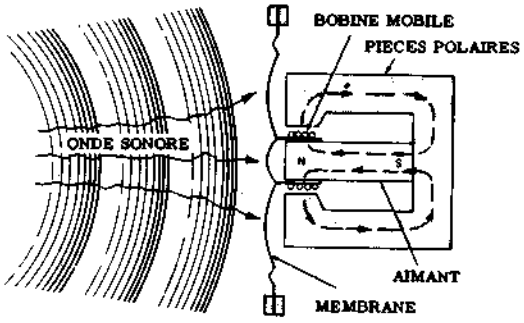


Fig. 7 - Principe de fonctionnement du microphone dynamique. La bobine mobile, placée dans l'entrefer d'un puissant aimant, coupe les lignes de force magnétique lorsque la membrane vibre.

placé par un petit aimant permanent pourvu de pièces polaires se refermant sur un entrefer de 1 mm. environ. Dans le champ magnétique de cet entrefer, est placée une petite tige de fer doux dont une extrémité est fixée rigidement, tandis que l'autre est libre. Autour de cette tige est placé un enroulement comportant plusieurs centaines de tours de fil de cuivre émaillé d'un diamètre de quelques centièmes de millimètre. L'extrémité libre de la tige est reliée mécaniquement, par un système léger mais rigide, à une membrane d'aluminium ou de matière plastique.

Lorsque la membrane vibre sous l'effet des ondes sonores, les vibrations sont transmises à la tige qui vient ainsi couper les lignes de force du champ magnétique dans lequel elle se trouve plongée, avec la même fréquence que celle des ondes sonores. Comme nous l'avons dit, cette tige constitue le noyau d'un enroulement dans lequel, suivant les principes de base de l'électromagnétisme, les impulsions magnétiques produites par les vibrations mécaniques induisent des tensions variables. Ces tensions peuvent être prélevées aux bornes de la bobine et amplifiées selon les méthodes habituelles.

Certains microphones de ce type ont un enroulement dont l'impédance est très basse et il faut alors prévoir un transformateur de couplage pour le relier à la grille de la lampe amplificatrice; d'autres modèles, par contre, ont une impédance suffisante pour permettre une liaison directe. La **figure 6** illustre le principe de fonctionnement.

Le microphone électro-dynamique (à bobine mobile) — Ce type de microphone est basé sur le principe de la production de courant par déplacement d'un conducteur dans un champ magnétique constant. La **figure 7** montre la structure interne d'un microphone électrodynamique. La membrane, généralement en matière plastique ou en aluminium, a une forme telle que la réponse est sensiblement linéaire dans toute la gamme des fréquences acoustiques. A cette membrane est fixée une petite bobine comportant quelques tours de fil de cuivre très fin.

Cette bobine très légère est plongée dans un champ magnétique intense produit par un aimant permanent, généralement en forme d'anneau, pourvu de deux pièces polaires qui concentrent le flux magnétique dans la zone où est placée la bobine.

Les vibrations de la membrane, sous l'effet des ondes sonores, sont transmises à la bobine, laquelle se déplace vers l'extérieur ou vers l'intérieur, selon que les ondes acoustiques produisent une dépression ou une compression de l'air au contact de la membrane. Dans ses déplacements, la bobine mobile coupe le champ magnétique dans un sens ou dans l'autre, ce qui produit à ses bornes, un courant de polarité conforme et d'amplitude proportionnelle aux déplacements (donc à l'intensité du son).

Il est évident qu'en raison de la légèreté même de la bobine qui doit nécessairement ne comporter qu'un petit nombre de tours, ce microphone ne peut présenter une impédance élevée; il est donc indispensable d'employer un transformateur microphonique pour le coupler à la grille de la lampe amplificatrice.

Un des avantages du microphone électro-dynamique est sa relative insensibilité aux conditions ambiantes; les sautes de température ont peu d'effet sur lui et, si la membrane est en aluminium, il est pratiquement à l'abri des effets néfastes de l'humidité. Sa sensibilité propre est assez grande.

On trouve des microphones dynamiques de qualité moyenne à un prix assez peu élevé. Ils fonctionnent convenablement dans une gamme de fréquences comprise entre 100 et 7 000 Hz et conviennent parfaitement aux besoins de l'amateur. Il existe également des modèles professionnels dont la courbe de réponse est sensiblement linéaire entre 30 et 16 000 Hz. La différence entre ces deux types provient des caractéristiques de la membrane, de la qualité de l'aimant fournissant un champ magnétique plus ou moins intense et du système utilisé pour répartir convenablement la pression interne.

A cet effet, étant donné que les déplacements de la membrane déterminent des compressions et des dépressions successives de l'air contenu à l'intérieur du microphone, il importe de prévoir une communication avec

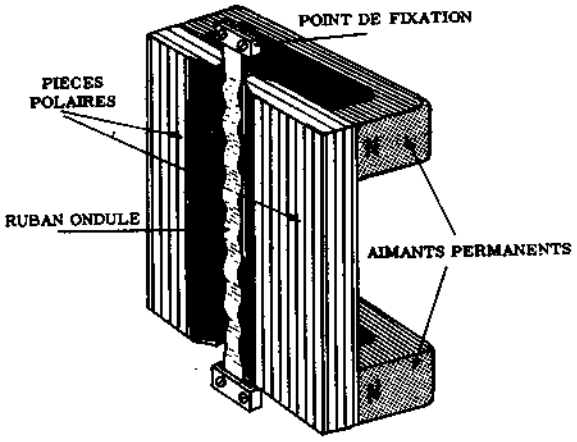


Fig. 8 A - Structure interne d'un microphone à ruban. Les tensions de sortie sont prélevées aux deux extrémités du ruban. Appelé également « à vitesse », il permet une bonne linéarité de réponse et une sensibilité bidirectionnelle.

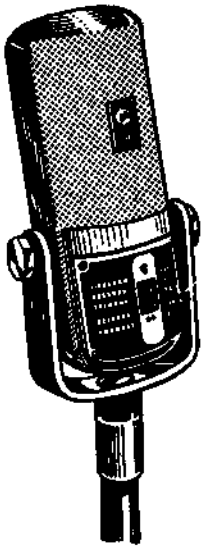


Fig. 8 B - Présentation extérieure d'un microphone à « double ruban ». Il permet d'obtenir une réponse uniforme dans toute la gamme des fréquences acoustiques et présente un diagramme de sensibilité bidirectionnelle.

l'extérieur pour éviter que ces variations de pression perturbant les caractéristiques dynamiques de la membrane. De plus, cette dernière — comme tous les corps solides — a sa propre fréquence de résonance. Lorsque le son atteint cette fréquence de résonance, l'amplitude des vibrations de la membrane est beaucoup plus grande que pour toute autre fréquence. Il en résulte la production d'un signal de plus forte intensité, donc d'une réponse non uniforme. Des systèmes d'amortissement de la membrane sont employés pour remédier à cet inconvénient.

En général, le transformateur de couplage est enfermé dans le boîtier contenant la cellule microphonique. Si le secondaire de ce transformateur est d'impédance élevée pour une ligne de très faible longueur, on l'appelle transformateur « bobine - grille ». Lorsque la ligne reliant le microphone au premier étage amplificateur doit avoir une longueur importante, on préfère, pour éviter d'introduire des bruits parasites et des ronflements dûs à la présence de champs magnétiques extérieurs, employer un transformateur « bobine-ligne » ayant une impédance secondaire de valeur moyenne (comprise entre 200 et 600 Ω) relié à un deuxième transformateur, appelé « ligne-grille », placé à proximité immédiate du premier étage amplificateur.

Afin que ces transformateurs n'introduisent aucune perte, leurs enroulements sont bobinés sur des circuits magnétiques spéciaux, comme par exemple en « permalloy » ou en « numétal », dont la perméabilité élevée permet d'obtenir des résultats bien meilleurs que ceux donnés par les tôles ordinaires au silicium; ces transformateurs sont en outre parfaitement blindés.

Le microphone à ruban - Le microphone à ruban (principe de fonctionnement illustré par la **figure 8-A**), tire son nom du fait qu'il fonctionne sous l'effet de la différence de pression existant entre la face antérieure et la face postérieure d'un mince ruban d'aluminium ondulé, placé entre les pièces polaires d'un ou de plusieurs aimants permanents.

Ce microphone est construit de telle sorte que les ondes sonores puissent atteindre facilement le ruban, dont la légèreté est telle qu'elle lui permet de suivre fidèlement les vibrations de l'air, même aux fréquences élevées.

La fréquence de résonance du ruban est située en dessous de la plus basse fréquence perceptible par l'oreille humaine. Les ondes sonores font vibrer le ruban, ce qui produit en son sein une f.e.m. résultant de la coupure des lignes de force magnétique. Cette f.e.m. est recueillie aux extrémités du ruban, qui doivent être nécessairement isolées, et la tension est transmise au primaire d'un petit transformateur contenu dans le boîtier du microphone. Dans ce cas également, ce transformateur peut avoir un secondaire à haute impédance (transformateur « ruban-grille ») ou à moyenne impédance (transformateur de ligne). Dans ce dernier montage qui permet l'utilisation d'une ligne de grande longueur, on utilise un second transformateur à l'entrée de l'amplificateur, qui élève l'impédance à la valeur nécessaire pour attaquer convenablement la grille de la première lampe.

Outre le fait qu'il donne une réponse linéaire entre 40 et 10 000 Hz environ, ce microphone présente une caractéristique très importante: il est *bi-directionnel*. C'est-à-dire qu'il est également sensible aux ondes sonores reçues sur la face avant ou sur la face arrière de la membrane, dans un plan perpendiculaire à celle-ci, tandis que sa sensibilité diminue ensuite régulièrement, pour devenir presque nulle pour les ondes sonores provenant des côtés.

Par contre, ce type de microphone présente certains inconvénients qui sont, en particulier, son extrême fragilité et l'impossibilité que l'on a de l'utiliser à l'extérieur, surtout lorsqu'il y a du vent ce qui risque d'endommager gravement le ruban. La figure 8-B montre l'aspect extérieur d'un microphone à ruban classique.

EFFET DIRECTIONNEL

Les microphones omnidirectionnels captent toutes les ondes sonores, quelle que soit la direction dont elles proviennent. Ils sont en outre sensibles aux notes ai-

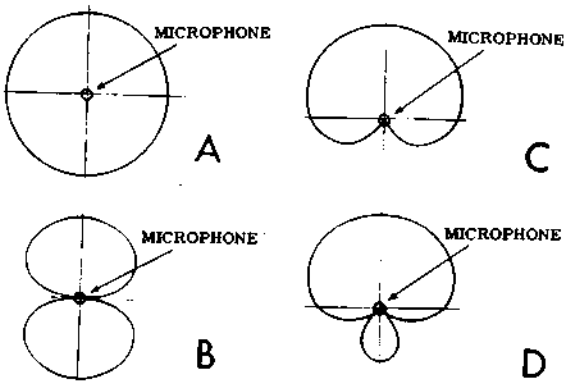


Fig. 9 - A) Courbe omnidirectionnelle; B) Courbe bidirectionnelle; C) Courbe cardioïde; D) Courbe hyper-cardioïde.

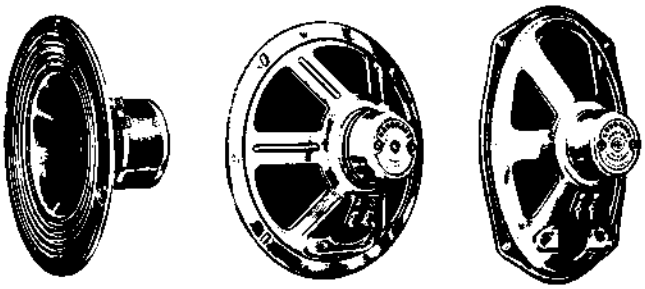


Fig. 10 - Quelques modèles de hauts-parleurs dynamiques. On remarquera les ondulations sur le bord extérieure du cône, dont le rôle est de faciliter les vibrations. Le troisième à droite est de forme elliptique.

gués émises en direction de la face avant. Ce groupe comprend tous les microphones pour lesquels l'effet directionnel n'est pas mentionné dans les caractéristiques générales. La **figure 9-A** représente la zone circulaire d'où peuvent provenir les sons captés par un microphone omnidirectionnel, celui-ci étant supposé se trouver placé au centre du cercle.

Les microphones bi-directionnels ne captent que les sons émis en direction de la face avant, ou de la face arrière, leur sensibilité latérale est pratiquement nulle. Les bruits ambiants sont donc atténués et l'on risque moins de voir se produire l'effet « Larsen », c'est-à-dire une réaction indésirable entre microphone et haut-parleur — dont nous parlerons plus tard — qu'avec un microphone omnidirectionnel; par contre, le choix de la position du microphone per rapport à celle de la source est plus critique (figure **9-B**).

Les microphones unidirectionnels ou « cardioïdes » captent uniquement les sons émis en direction de la face antérieure; ils tirent leur nom du fait que la courbe directionnelle (figure **9-C**), tracée en coordonnées polaires, est en forme de coeur. L'atténuation des bruits ambiants est encore plus grande et le risque d'effet « Larsen » encore atténué, par rapport au type bi-directionnel; la détermination de la position optimum du microphone par rapport à la source sonore est très facile.

Les microphones hyper-cardioïdes sont un perfectionnement du type précédent. Les bruits ambiants sont atténués au maximum, de même que l'effet Larsen. Etant donné la forme particulière de la corbe directionnelle (figure **9-D**), la détermination de la position correcte par rapport à la source sonore est un peu plus difficile que pour le type cardioïde.

Les microphones hyper-cardioïdes sont réalisés en incorporant dans un même boîtier deux cellules microphoniques, une à ruban et une dynamique. Comme nous le savons, la première a une sensibilté bi-directionnelle, tandis que la seconde est omnidirectionnelle. Etant donné que le microphone à ruban est sensible aux sons provenant de deux directions, tandis que le microphone dynamique donne une tension de sortie sensiblement indépendante de cette direction, les deux signaux, combinés en série, s'ajoutent ou se retranchent selon leur polarité propre. C'est ainsi que les sons provenant d'une source placée devant le microphone produisent des impulsions de tension égales à la somme des deux sorties, tandis que les sons émis à l'arrière du microphone produisent des impulsions égales à leur différence. Il en résulte qu'en réglant judicieusement l'amplification de ces impulsions, il est possible d'obtenir une réponse maximum pour les sons émis devant le microphone, tandis que cette réponse diminue graduellement au fur et à mesure que la source sonore se déplace vers les côtés, pour devenir presque nulle pour des sons émis vers l'arrière.

Le microphone unidirectionnel est particulièrement utile lors des enregistrements d'orchestres effectués au moyen de plusieurs microphones reliés à nombre égal de canaux séparés d'amplification. Cette méthode permet, en réglant séparément l'amplification des divers canaux, d'obtenir des effets sonores particuliers, puisque chaque microphone ne capte que les sons émis par les instruments qui lui font face. On l'utilise également pour les interviews faites dans des lieux publics ou bruyants; il permet alors d'éliminer en grande partie les bruits environnants, tandis qu'il favorise la voix des interlocuteurs, ce qui permet d'effectuer des enregistrements dans des lieux où le niveau des bruits indésirables est très élevé.

SENSIBILITE D'UN MICROPHONE

La tension du signal délivré par un microphone dépend de la sensibilité de ce dernier, ainsi que de l'intensité du son capté et de l'éloignement de la source sonore.

Pour évaluer la sensibilité d'un microphone, on mesure la tension de sortie produite par une pression acoustique donnée sur la membrane; la sensibilité est exprimée en « millivolts par microbar » (mV/μ bar), - voir tableau 62, page 360 - ou, encore, en décibels par rapport à 1 volt.

Dans ce dernier cas, une sensibilité de - 50 dB, par

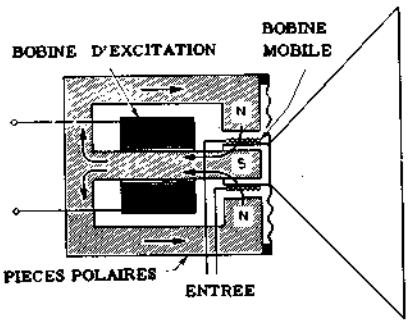


Fig. 11 - Coupe d'un haut-parleur électro-dynamique. Le champ magnétique est produit par le courant continu passant dans la bobine d'excitation.

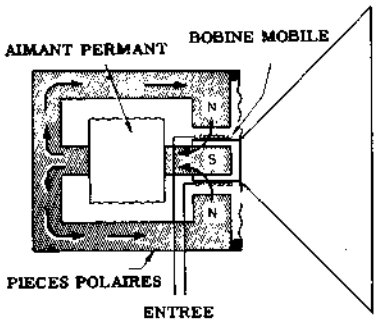


Fig. 12 - Dans le haut-parleur magnéto-dynamique la bobine d'excitation est remplacée par un puissant aimant permanent. Le fonctionnement est identique par ailleurs.

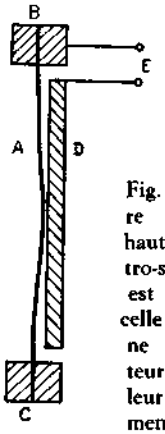


Fig. 13 - Structure interne d'un haut-parleur électro-statique. Elle est semblable à celle du microphone à condensateur. Ce haut-parleur est uniquement destiné à la reproduction des sons de fréquences élevées.

exemple, signifie que le niveau de la tension de sortie est de 50 dB inférieur à 1 volt. La courbe de réponse d'un microphone est relevée d'après la tension fournie par celui-ci pour des sons émis sur diverses fréquences de la gamme, l'intensité des sons délivrés par un générateur BF étant maintenue constante, ainsi que la distance de la source au microphone.

LE HAUT-PARLEUR

Les sons captés par un microphone, amplifiés et, éventuellement transmis par radio, doivent être transformés en ondes sonores au moyen d'un organe reproducteur.

L'écouteur, dont nous avons déjà parlé, a été le premier reproducteur sonore ayant permis l'écoute des signaux provenant d'un microphone. Il est toujours utilisé dans les installations téléphoniques et chaque fois que l'écoute doit être réservée à un seul opérateur, ou à un petit nombre d'entre eux.

Nous suivrons un certain ordre chronologique, comme nous l'avons fait pour les microphones, qui nous permettra de nous rendre compte de l'évolution progressive des différents types.

La caractéristique essentielle d'un haut-parleur doit être de reproduire aussi fidèlement que possible les sons captés par le microphone. Son rôle est de retransformer les vibrations électriques, variables en fréquence et en amplitude, en vibrations mécaniques qui — à leur tour — sont traduites en ondes sonores au moyen d'une membrane flexible qui comprime plus ou moins l'air environnant.

Le haut-parleur ne peut pas diffuser uniformément toutes les fréquences sonores dans un angle; puisque son cône concentre les fréquences élevées, celles-ci sont présentes en prévalence et mal sur les côtés. Il est ainsi possible de tracer des courbes de directionalité (**figure 10**).

Le haut-parleur magnétique — Son principe de fonctionnement est tout à fait semblable à celui du microphone et de l'écouteur; on retrouve un aimant permanent, muni de pièces polaires, dans le champ duquel se trouve placée une lame, fixée à l'une de ses extrémités, dont l'extrémité libre est solidaire d'un cône en papier spécial.

L'unique différence, avec le microphone du même type, est que le haut-parleur, au lieu de transformer les ondes sonores en impulsions électriques, fonctionne en sens inverse et transforme les impulsions électriques en ondes sonores. C'est ainsi qu'un signal en courant alternatif appliqué aux bornes de l'enroulement le fait se rapprocher ou s'éloigner, alternativement, de l'une ou de l'autre des pièces polaires, selon la polarité des signaux. Ces vibrations mécaniques, transmises au cône par un axe rigide, se traduisent en ondes sonores. Le cône doit être construit de manière à permettre la reproduction aussi fidèle que possible des sons originaux, sans introduire de vibrations ou de résonances parasites.

Le bord extérieur est fixé rigidement à un support circulaire et le cône est façonné de manière à permettre des oscillations mécaniques libres, c'est-à-dire sans frottements, grâce aux ondulations et à une diminution de l'épaisseur du papier au voisinage du bord extérieur.

Ce type de haut-parleur est remplacé, aujourd'hui, par le haut-parleur « dynamique » ou « à bobine mobile », car ce dernier procure une reproduction beaucoup plus fidèle et permet d'obtenir une puissance sonore plus grande.

Le haut-parleur dynamique - Il est basé sur le même principe que le microphone à bobine; mais il s'en distingue par ses plus grandes dimensions et par son mode de fonctionnement qui est inverse. Comme le montre la **figure 11**, il comporte une « culasse » servant de support au cône et au système magnétique interne. Au centre du cône est fixé une bobine, enroulée sur un cylindre de carton très léger, placée dans un champ magnétique constant de forte intensité.

Il convient dès à présent de faire une distinction entre le haut-parleur « électro-dynamique » (ou à excitation séparée) et le type « magnéto-dynamique », couramment appelé « à aimant permanent ». Dans le premier, le champ magnétique constant est produit par un courant continu circulant dans une bobine placée autour du noyau central de l'aimant (il s'agit donc d'un

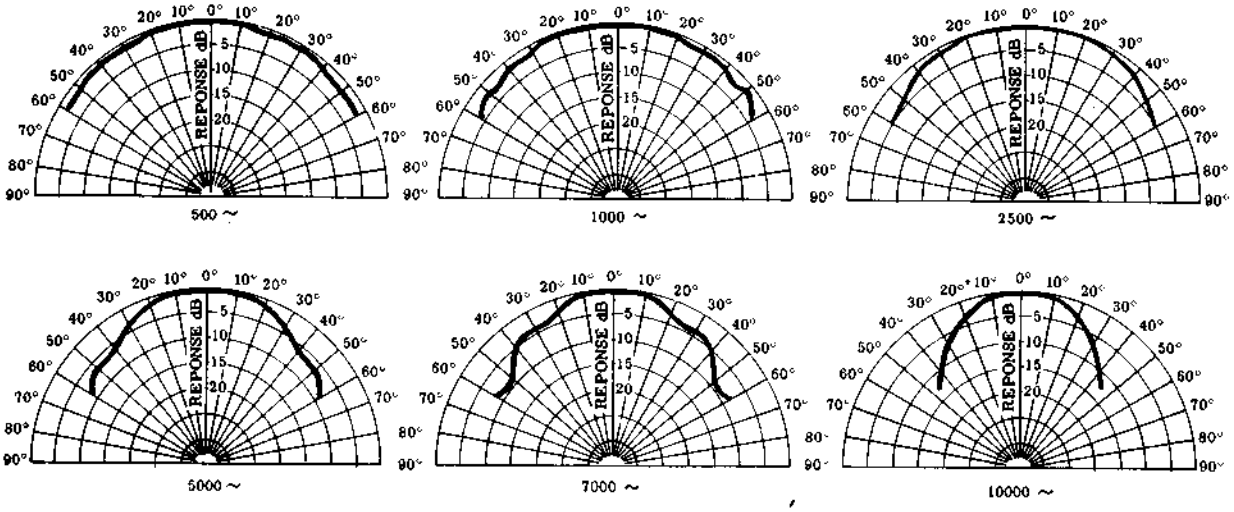


Fig. 14 - Courbes de distribution spatiale du son (réponse polaire) suivant les variations de la fréquence.

électro-aimant), voir la **figure 12.** Ce type de haut-parleur, le premier en date des "dynamiques", était employé il y a quelques années; le courant continu nécessaire à l'excitation était obtenu à partir de l'alimentation anodique du récepteur ou de l'amplificateur. En général, l'enroulement d'excitation, appelée parfois bobine de champ, remplaçait la bobine de filtrage branchée en série dans le circuit d'alimentation anodique. Dans le cas de haut-parleur très puissant, cette bobine d'excitation était alimentée par un redresseur spécial, distinct de celui servant à l'alimentation haute tension de l'amplificateur de puissance.

Dans les haut-parleurs modernes (figure 12), le champ magnétique nécessaire est fourni par un aimant permanent en alliage spécial (alnico) permettant d'obtenir un champ intense sous un volume et un poids très réduits.

La technique moderne a permis de contruire des hauts-parleurs dynamiques capables de reproduire fidèlement les fréquences sonores comprises entre 20 et 16 000 Hz et, comme nous le verrons à propos des installations à haute fidélité (Hi-Fi), on peut obtenir un rendement optimum en montant en même temps des unités magnéto-dynamiques de grandes dimensions, destinées à la reproduction des fréquences basses, et des unités plus petites pour la reproduction des fréquences élevées. Ces deux types de hauts-parleurs diffèrent par leurs courbes de réponse (et par leur fréquence de résonance) diversement placées à l'intérieur du spectre des fréquences acoustiques.

Il existe des hauts-parleurs à aimant permanent de dimensions réduites pouvant fournir une puissance acoustique importante grâce à la présence d'un pavillon ou d'une trompe conçus pour en améliorer le rendement. Ces hauts-parleurs sont appelés hauts-parleurs à **pavillon exponentiel;** leur courbe de réponse est généralement limitée aux fréquences de la voix humaine et c'est pourquoi ils sont presque exclusivement utilisés pour les installations d'amplificateurs destinées aux sonorisations extérieures.

D'autres unités, dont le diamètre ne dépasse pas 50 mm, sont destinées à équiper les écouteurs à membranes en matière plastique. Ceux-ci remplacent les écouteurs magnétiques dans bien des cas ou une reproduction fidèle est nécessaire, comme, par exemple, pour le contrôle des émissions ou des enregistrements de qualité.

Le haut-parleur électro-statique — L'utilisation de ce haut-parleur se limite à quelques cas particuliers, en raison de sa fragilité et de la haute tension nécessaire à son fonctionnement. Toutefois, il permet d'obtenir des reproductions de qualité dans le gamme des fréquences élevées, lorsque la puissance exigée n'est pas trop importante. Son prix est sensiblement inférieur à celui d'un haut-parleur dynamique. Le haut-parleur électrostatique n'a aucune fréquence de résonance importante dans le gamme comprise entre 7 kHz et 20 kHz, pour laquelle il est généralement prévu.

Pratiquement, il est composé d'un condensateur à deux électrodes (**figure 13**). La membrane A, formée d'une mince feuille de métal ou de matière plastique métallisée, constitue une des électrodes et est fixée par ses extrémités aux points B et C. L'électrode postérieure D est une plaque métallique rigide placée très près de la membrane souple. La tension de polarisation, appliquée entre A et D, crée une attraction électro-statique réciproque qui tenq à rapprocher les deux armatures. Etant donné que seule la membrane A est suffisamment flexible pour se mouvoir, elle fléchit en son centre sans toutefois pouvoir venir au contact directe de l'autre électrode fixe. Le potentiel continu de polarisation est indispensable, tout comme est indispensable la présence d'un aimant permanent dans un écouteur par exemple car le signal alternatif s'ajoute ou se retranche de cette d.d. p. - selon la polarité de l'alternance.

La membrane, déjà rendue concave sous l'effet de la tension de la polarisation, se rapproche soit de la position de repos (lorsque le signal se retranche de la tension de polarisation), soit de la plaque fixe (lorsque le signal s'ajoute à la polarisation). Ces vibrations se font au rythme du signal, avec une amplitude proportionnelle à son intensité.

Leçon n° 63

SYMBOLES - ABREVIATIONS

E_A = Tension de crête du signal de modulation

E_{MAX} = Tension de crête maximale d'une porteuse modulée

E_{MIN} = Tension de crête minimale d'une porteuse modulée

E_R = Tension de crête de la porteuse

f_A = Fréquence du signal de modulation

f_C = Fréquence de la porteuse

f_L = Fréquence de la bande latérale inférieure

f_H = Fréquence de la bande latérale supérieure

FM = Modulation de fréquence

M = Taux de modulation

AM = Modulation d'amplitude

PM = Modulation de phase

t = Temps

$\Delta\varphi$ = Variation d'un angle de phase

φ = Angle de phase

FORMULES

$$M = \frac{E_{MAX} - E_{MIN}}{E_{MAX} + E_{MIN}} \times 100$$

$$\Delta F = \Delta\varphi \; f \cos (2\pi ft)$$

Pour une modulation à 50% :

$E_A = E_R : 2$

$E_{MAX} = 3E_A$

$E_{MIN} = E_R : 2$

Pour une modulation à 100% :

$E_A = E_R$

$E_{MAX} = 2E_R = 2E_A$

$E_{MIN} = 0$

SYMBOLES SCHEMATIQUES


= Microphone (en général)


= Microphone électro-statique


= Haut-parleur (en général)


= Haut-parleur magnétique


= Haut-parleur électro-dynamique


= Haut-parleur magnéto-dynamique

= Haut-parleur électro-statique

QUESTIONS sur les LEÇONS N^{os} 61 et 62

N. 1 — Quels sont les paramètres d'une onde porteuse sur lesquels on agit pour la moduler?

N .2 — De quelle façon module-t-on en amplitude?

N. 3 — Comment peut-on définir le taux de modulation d'une onde porteuse?

N. 4 — De quoi se compose une onde modulée en amplitude ?

N. 5 — Dans quelles parties d'une onde porteuse modulée sont contenues les « informations », c'est-à-dire les signaux BF?

N. 6 — Que se passe-t-il lorsqu'on module en fréquence une onde porteuse?

N. 8 — Que se passe-t-il lorsqu'on module en phase une onde porteuse?

N. — Pour quelle raison, dans la modulation d'amplitude, la puissance de modulation ne doit pas être supérieure à la moitié de celle de la porteuse?

N. 10 — Pour quelle raison les signaux issus d'un microphone à charbon peuvent-ils être reproduits sans amplification préalable?

N. 11 — Quel est le rôle du transformateur microphonique?

N. 12 — Quels sont les types de microphones qui ne peuvent être employés sans transformateur microphonique?

N. 13 — Quel est le rôle du transformateur " ligne-grille "?

N. 14 — Pour quelle raison les vibrations de la membrane d'un microphone électro-statique se traduisent-elles en signaux électriques ?

N. 15 — Quel est rôle de l'aimant permanent dans un microphone dynamique ou à ruban?

N. 16 — Quelle est la différence entre un microphone omnidirectionnel et un microphone cardioïde ?

N. 17 — Quelle est la différence entre un haut-parleur électro-dynamique et un haut-parleur magnéto-dynamique?

N. 18 — Quel est le rôle de la bobine mobile dans un haut-parleur dynamique?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 475

N. 1 — Un transformateur Basse Fréquence doit fonctionner dans toute la gamme des fréquences audibles et non seulement sur la fréquence du secteur électrique.

N. 2 — Parce que malgré l'amplification supplémentaire apportée par le transformateur, sa réactance non-linéaire avec la fréquence et les capacités réparties dans les enroulements font que sa courbe de réponse est moins favorable que celle fournie par un étage à couplage par résistance et capacité.

N. 3 — En la couplant au moyen d'un transformateur de sortie.

N. 4 — Transformer en fortes variations d'intensité les variations de tension qui se produisent aux bornes de son primaire.

N. 5 — Certainement, car le secondaire peut comporter plusieurs prises correspondant à diverses valeurs d'impédance. Naturellement le produit de la tension par l'intensité du courant reste constant dans tous les cas.

N. 6 — Il doit fournir aux grilles des lampes finales deux tensions BF égales mais déphasées entre elles de 180°.

N. 7 — L'impédance réelle et l'impédance réfléchie n'ont pas la même valeur. La seconde est égale au rapport entre la tension présente au primaire et le courant qui y passe, qui sont fonction de la charge du secondaire et du rapport de transformation.

N. 8 — Si le rapport de transformation est plus grand que 1, l'impédance réfléchie est plus petite que l'impédance de charge, et inversement.

N. 9 — Un autotransformateur ne comporte qu'un seul enroulement avec une ou plusieurs prises intermédiaires.

N. 10 — Parce qu'à puissance égale (disponible au secondaire), il peut être construit avec moins de cuivre et de fer qu'un transformateur.

N. 11 — Non. Le courant « à vide » est seulement proportionnel à la réactance de l'enroulement pour la fréquence du réseau électrique.

N. 12 — Non. Lorsqu'il fonctionne en réducteur de tension, les courants sont de plus faible intensité.

N. 13 — Elle est égale à la différence entre le courant primaire et le courant secondaire. Ce fait contribue également à rendre l'autotransformateur plus économique, puisque les enroulements peuvent être bobinés avec un fil de plus faible diamètre que celui qui serait nécessaire pour un transformateur.

N. 14 — Non. La puissance absorbée est la seule puissance de transformation. Cela résulte de l'enroulement, dans lequel — comme nous le savons — les courants se soustraient entre-eux, bien que continuant à exercer leur influence en ce qui concerne le transfert de l'énergie.

TABLEAU 69 — VALEURS TYPIQUES POUR ETAGES D'AMPLIFICATION A PENTODES

Faisant suite au Tableau 68, publié dans notre 60ème Leçon, qui concernait les étages amplificateurs à triodes avec couplage par résistance-capacité, le tableau ci-après donne les valeurs typiques de fonctionnement des pentodes les plus couramment utilisées dans ces montages. Les deux séries de tableaux indiquent tous les éléments nécessaires aux réalisations et concernent plus de 50 types de lampes parmi les plus courants.

INDEX

Type de lampe	Groupe	Type de lampe	Groupe	Type de lampe	Groupe
		6AU6	N	4BC5	P
		6SH7	N	6AG5	P
1DN5	L	12AU6	N	6BC5	P
1S5	L	5879(P)	O	6CB6	P
1U5	L	3BC5	P	6CB6-A	P
1U4	M	3BC6	P	6CF6	P
3AUU6	N	3CF6	P	7199(P)	Q
4AU6	N	4CB6	P	12AY7	I

En ce qui concerne la tension de grille-écran, on notera que les valeurs indiquées se rapportent exclusivement au montage avec résistance en série. Ce montage, lorsque le schéma le permet, présente divers avantages se retrouvant dans le système de polarisation par résistance en série dans la cathode. Ce sont les suivants: compensation automatique des légères différences de caractéristiques d'un tube à un autre, fonctionnement possible sur des tensions anodiques très différentes sans variations importantes du gain, détermination facile de la fréquence de coupure inférieure et, enfin, atténuation du risque d'entrée en oscillations aux fréquences basses.

Ces avantages peuvent encore être accrus par l'utilisation de filtres de découplage dans le circuit d'alimentation anodique de chaque étage de l'amplificateur. Au moyen de ces filtres, il est possible d'alimenter plusieurs étages sur une même alimentation du type classique, sans rencontrer aucune difficulté, qui pourrait être provoquée par un couplage indésirable entre étages, à travers l'alimentation.

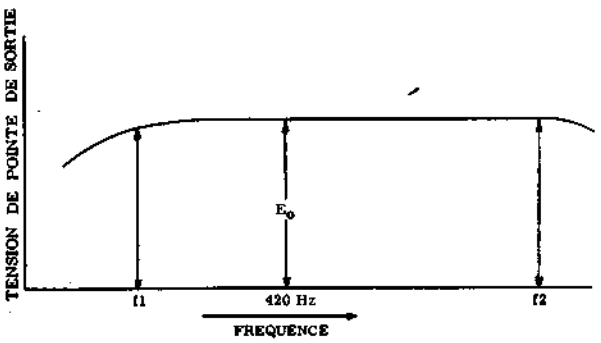
En l'absence de ces filtres de découplage, il n'est pas possible d'alimenter plus de deux étages d'amplification, avec la même alimentation.

Les symboles adoptés sont les même que ceux du Tableau 68, avec en plus ceux concernant les pentodes en particulier. Les voici:

- C = Capacité de couplage, en µF.
- C_{g2} = Condensateur de découplage de la grille-écran (entre G2 et masse), en µF.
- C_k = Condensateur de découplage de cathode (en parallèle sur R_k), en µF.
- E_{bb} = Tension anodique d'alimentation, à ne pas confondre avec la tension mesurée directement sur la plaque elle-même. Cette dernière est égal à E_{bb}, moins la chute de tension dans R_p et R_k. E_{bb} est exprimée en volts.
- R_{g2} = Résistance chutrice d'écran, en mégohms.
- R_k = Résistance de polarisation cathodique, en ohms.
- R_g = Résistance de fuite de grille, en mégohms.
- R_p = Résistance de charge de plaque, en mégohms.
- VG = Gain en tension, pour une tension de sortie de 5 volts eff. (à moins de spécifications contraires).

E_o = Tension de crête de sortie, en volts. Cette tension se manifeste aux bornes de la résistance de grille R_g de l'étage suivant, pour toutes les fréquences comprises dans la partie linéaire de la courbe de réponse. Cette tension de crête est celle mesurée pour un signal dont l'amplitude est suffisante pour faire varier la tension grille de l'étage R-C. jusqu'au point où le courant grille commence à apparaître.

N.B. - Lorsque les tensions d'alimentation anodique diffèrent de 50% de celles indiquées dans le tableau, les valeurs des résistances, des capacités et du gain en tension, ne sont qu'approximativement exactes. Toutefois, la tension de sortie correspondante est égale à la tension de sortie indiquée dans le tableau, multipliée par le rapport de la tension anodique réelle à celle mentionnée dans le tableau.



Courbe de réponse des étages amplificateurs à résistance-capacité réalisés avec les valeurs indiquées dans les tableaux 68 et 69. La tension de sortie à la fréquence de 420 Hz est prise comme valeur de référence, tandis que « f1 » et « f2 » sont respectivement la fréquence la plus basse et la fréquence la plus haute, entre lesquelles on désire maintenir l'amplification dans les limites indiquées dans le texte.

AMPLIFICATEUR A PENTODE (à chauffage direct)

Les capacités de C et C_{g2} ont été choisies d'une valeur telle que pour une fréquence de 100 Hz (f1), la tension de sortie soit égale à $(0.8)^n \times E_o$. Pour n'importe quelle autre valeur de f1, multiplier les capacités de C et C_{g2} par le rapport 100:f1. La tension de sortie à la fréquence f1, un nombre « n » d'étages identiques est égale à (0,8) x Eo, dans laquelle Eo représente la valeur de crête de la tension fournie par le dernier étage.

Pour un amplificateur de construction classique et pour des valeurs de Rp égales à 0,1 - 0,25 et 0,5 mégohm, les fréquences f2 sont respectivement de 20 000, 10 000 et 5 000 Hz. On notera que le condensateur de couplage — à la grille — et la résistance de fuite de grille devront avoir des valeurs telles que leur produit

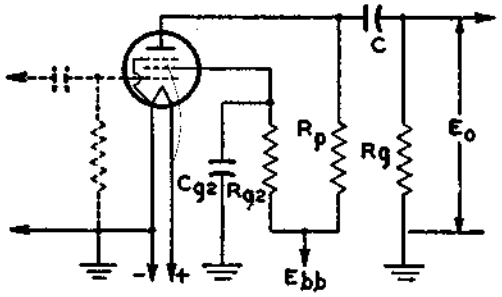
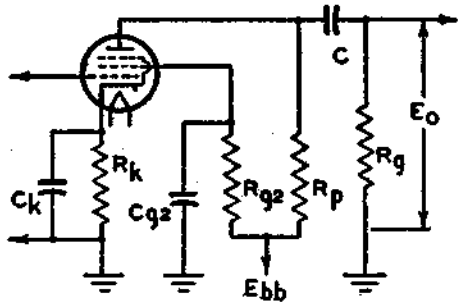


Schéma d'amplification, les symboles sont ceux du tableau de bas de page.

soit compris entre 0,02 et 0,1 (pour ce calcul la capacité devra être exprimée en microfarad et la résistance en mégohm) les valeurs typiques sont respectivement 0,005 µF et 10 mégohms.

AMPLIFICATEUR A PENTODE (chauffage indirect)

Les capacités des condensateurs C. Ck et C_{g2} ont été choisies de valeurs telles que la tension de sortie, à la fréquence de 100 Hz, soit égale à 0,7 x Eo. Pour toute autre fréquence f1, multiplier ces valeurs par le rapport 100:f1. En ce qui concerne la capacité Ck, les valeurs indiquées dans les tableaux sont valables lorsque le filament est chauffé en courant continu. Par contre, si le chauffage se fait en courant alternatif, tenant compte des caractéristiques des circuits associés, du gain en tension et de la fréquence f, il peut être nécessaire d'augmenter la valeur de Ck pour réduire le bruit de fond (ronflements). Il est également utile parfois de porter le filament à une tension positive, comprise entre 15 et 40 volts, par rapport à la cathode.



Les symboles sont ceux du tableau de bas de page.

La tension de sortie à la fréquence f1, pour un nombre « n » d'étages identiques est égale à $(0.7)^n \times E_o$, dans laquelle Eo est la tension de crête fournie par l'étage final. Pour un amplificateur de construction classique, et pour des valeurs de Rp égales à 0,1 - 0,25 et 0,5 mégohm, les fréquences f2 sont respectivement de 20 000 10 000 et 5 000 Hz.

Ebb	Rp	Rg	Rg2	Rk	Cg2	Ck	C	Eo	V.G.
90	0.1	0.24	-	1800	-	-▲	-	13	24
	0.24	0.51	-	3700	-	-	-	14	26
	0.51	1.0	-	7800	-	-	-	15	27
180	0.1	0.24	-	1300	-	-	-	31	27
	0.24	0.51	-	2800	-	-	-	33	29
	0.51	1.0	-	5700	-	-	-	33●	30
300	0.1	0.24	-	1200	-	-	-	58	28
	0.24	0.51	-	2300	-	-	-	30	30
	0.51	1.0	-	4800	-	-	-	56	31

GROUPE "I"

TUBE

12AY7●■

▲ Voir la 59ème Leçon

● Section triode, ou bien une des unités.

■ Gain en tension mesuré pour une tension de sortie de 3 volts eff.

E_{bb}	R_p	R_g	R_{g2}	R_k	C_{g2}	C_k	C	E_o	V.G.
45	0.22	0.22	0.26	–	0.042	–	0.013	14	17
		0.47	0.36	–	0.035	–	0.006	17	24
		1.0	0.4	–	0.034	–	0.004	18	28
	0.47	0.47	0.82	–	0.025	–	0.0055	14	25
		1.0	1.0	–	0.023	–	0.003	17	33
		2.2	1.1	–	0.022	–	0.002	18	38
	1.0	1.0	1.9	–	0.019	–	0.003	14	31
		2.2	2.0	–	0.019	–	0.002	17	38
		3.3	2.2	–	0.018	–	0.0015	18	43
90	0.22	0.22	0.5	–	0.05	–	0.011	31	25
		0.47	0.59	–	0.05	–	0.006	37	34
		1.0	0.67	–	0.042	–	0.003	40	41
	0.47	0.47	1.2	–	0.035	–	0.005	31	37
		1.0	1.4	–	0.034	–	0.003	36	47
		2.2	1.6	–	0.031	–	0.002	40	57
	1.0	1.0	2.5	–	0.026	–	0.003	31	45
		2.2	2.9	–	0.025	–	0.002	36	58
		3.3	3.1	–	0.024	–	0.0012	38	66
135	0.22	0.22	0.66	–	0.052	–	0.011	45	31
		0.47	0.71	–	0.051	–	0.006	56	41
		1.0	0.86	–	0.039	–	0.003	60	54
	0.47	0.47	1.45	–	0.042	–	0.005	46	44
		1.0	1.8	–	0.034	–	0.003	54	62
		2.2	1.9	–	0.033	–	0.002	60	71
	1.0	1.0	3.1	–	0.03	–	0.003	45	56
		2.2	3.7	–	0.029	–	0.0015	53	76
		3.3	4.3	–	0.026	–	0.0014	56	88

GROUPE "L"

TUBES
1S5
1U5
1DN5

45	0.22	0.22	0.06	–	0.046	–	0.011	11	23
		0.47	0.07	–	0.045	–	0.006	15	33
		1.0	0.011	–	0.04	–	0.003	17	39
	0.47	0.47	0.34	–	0.025	–	0.005	13	34
		1.0	0.44	–	0.022	–	0.003	16	46
		2.2	0.5	–	0.022	–	0.002	18	55
	1.0	1.0	1.0	–	0.016	–	0.003	14	43
		2.2	1.0	–	0.016	–	0.002	17	51
		3.3	1.1	–	0.015	–	0.001	17	60
90	0.22	0.22	0.3	–	0.046	–	0.01	27	37
		0.47	0.36	–	0.04	–	0.006	36	54
		1.0	0.4	–	0.038	–	0.003	39	63
	0.47	0.47	0.9	–	0.027	–	0.0045	29	61
		1.0	1.0	–	0.023	–	0.003	35	82
		2.2	1.1	–	0.022	–	0.002	38	96
	1.0	1.0	1.9	–	0.02	–	0.0025	30	77
		2.2	2.0	–	0.02	–	0.002	35	98
		3.3	2.2	–	0.018	–	0.001	37	114
135	0.22	0.22	0.4	–	0.052	–	0.011	44	46
		0.47	0.49	–	0.037	–	0.005	55	71
		1.0	0.52	–	0.034	–	0.003	60	83
	0.47	0.47	1.1	–	0.029	–	0.0045	45	77
		1.0	1.3	–	0.023	–	0.003	53	106
		2.2	1.4	–	0.022	–	0.002	59	122
	1.0	1.0	2.3	–	0.021	–	0.0025	45	104
		2.2	2.5	–	0.019	–	0.0015	53	136
		3.3	2.9	–	0.016	–	0.001	56	163

TUBE
1U4

GROUPE "M"

Ebb	Rp	Rg	Rg2	Rk	Cg2	Ck	C	Eo	V.G.
90	0.1	0.1 0.22 0.47	0.07 0.09 0.096	1800 2100 2100	0.11 0.1 0.1	9.0 8.2 8.0	0.021 0.012 0.0065	25 32 37	52 72 88
	0.22	0.22 0.47 1.0	0.25 0.26 0.35	3100 3200 3700	0.08 0.078 0.085	6.2 5.8 5.1	0.009 0.0055 0.003	25 32 34	72 99 125
	0.47	0.47 1.0 2.2	0.75 0.75 0.8	6300 6500 6700	0.042 0.042 0.04	3.4 3.3 3.2	0.0035 0.0027 0.0018	27 32 36	102 126 152
180	0.1	0.1 0.22 0.47	0.12 0.15 0.19	800 900 1000	0.15 0.126 0.1	14.1 14.0 12.5	0.021 0.012 0.006	57 82 81	74 116 141
	0.22	0.22 0.47 1.0	0.38 0.43 0.6	1500 1700 1900	0.09 0.08 0.066	9.6 8.7 8.1	0.009 0.005 0.003	59 67 71	130 171 200
	0.47	0.47 1.0 2.2	0.9 1.0 1.1	3100 3400 3600	0.06 0.05 0.04	5.7 5.4 3.6	0.0045 0.0028 0.0019	54 65 74	172 232 272
300	0.1	0.1 0.22 0.47	0.2 0.24 0.26	500 600 700	0.13 0.11 0.11	18.0 16.4 15.3	0.019 0.011 0.006	76 103 129	109 145 168
	0.22	0.22 0.47 1.0	0.42 0.5 0.55	1000 1000 1100	0.1 0.098 0.09	12.4 12.0 11.0	0.009 0.007 0.003	92 108 122	164 230 262
	0.47	0.47 1.0 2.2	1.0 1.1 1.2	1800 1900 2100	0.075 0.065 0.06	8.0 7.6 7.3	0.0045 0.0028 0.0018	94 105 122	248 318 371

90	0.1	0.1 0.22 0.47	0.35	1700	0.044 0.046 0.047	4.6 4.5 4.4	0.020 0.012 0.006	13 17 20	29 39 47
	0.22	0.22 0.47 1.0	0.80	3000	0.034 0.035 0.036	3.2 3.1 3.0	0.010 0.005 0.003	15 21 24	43 59 67
	0.47	0.47 1.0 2.2	1.9	7000	0.021 0.022 0.023	1.8 1.7 1.7	0.005 0.003 0.002	21 25 28	59 75 87
180	0.1	0.1 0.22 0.47	0.35	700	0.060 0.062 0.064	7.4 7.3 7.2	0.020 0.012 0.006	24 28 33	39 56 65
	0.22	0.22 0.47 1.0	0.80	1200	0.045 0.046 0.048	5.5 5.3 5.2	0.010 0.005 0.003	24 31 34	65 87 101
	0.47	0.47 1.0 2.2	1.9	2500	0.033 0.034 0.035	3.5 3.4 3.3	0.005 0.003 0.002	27 32 37	98 122 140
300	0.1	0.1 0.22 0.47	0.35	300	0.075 0.077 0.080	10.8 10.6 10.5	0.020 0.012 0.006	25 32 35	51 68 83
	0.22	0.22 0.47 1.0	0.80	600	0.056 0.057 0.058	7.9 7.5 7.4	0.010 0.005 0.003	28 37 41	81 109 123
	0.47	0.47 1.0 2.2	1.3	1200	0.044 0.046 0.047	5.3 5.2 5.1	0.005 0.003 0.002	34 42 48	125 152 174

GROUPE "N"

TUBES
3AU6
4AU6
6AU6
6SH7
12AU6
12SH7

* Gain en tension mesuré pour une tension de sortie de 2 volts eff. et avec une polarisation de 1 volt sur la grille de commande.

TUBE
5879 *

GROUPE "O"

E_{bb}	R_p	R_g	R_{g2}	R_k	C_{g2}	C_k	C	E_o	V.G.
90	0.22	0.22	0.67	1800	0.074	8.1	0.0096	11	143
		0.47	0.77	2000	0.068	7.6	0.0068	11	200
		1.0	0.8	1900	0.074	8.2	0.0055	11	241
	0.47	0.47	2.7	2000	0.049	7.2	0.005	12	250
		1.0	1.8	2900	0.060	6.3	0.0046	11	328
		2.2	2.1	2900	0.055	6.0	0.0041	11	435
	1.0	1.0	5.0	3900	0.034	4.4	0.0031	12	252
		2.2	5.0	4500	0.032	3.9	0.0031	11	345
		4.7	5.0	4700	0.033	3.9	0.0038	11	478
180	0.22	0.22	0.17	4000	0.087	6.8	0.011	15	128
		0.47	0.33	4400	0.058	6.2	0.0064	16	200
		1.0	0.43	4000	0.056	6.5	0.0052	16	251
	0.47	0.47	1.2	9000	0.028	3.2	0.0045	14	188
		1.0	1.2	8700	0.030	3.4	0.004	15	227
		2.2	2.3	10000	0.022	2.7	0.0035	15	222
	1.0	1.0	5.3	14000	0.016	1.9	0.0026	14	158
		2.2	5.7	15000	0.016	1.9	0.003	16	222
		4.7	5.9	17000	0.014	1.73	0.003	14	212
300	0.22	0.22	0.47	4000	0.057	6.9	0.0085	15	175
		0.47	0.47	5500	0.048	5.7	0.0063	15	200
		1.0	0.57	7000	0.041	4.8	0.005	15	200
	0.47	0.47	0.6	8000	0.042	4.3	0.0047	15	208
		1.0	0.6	8500	0.042	4.3	0.004	15	278
		2.2	0.63	9700	0.040	4.1	0.0042	16	303
	1.0	1.0	0.63	30000	0.021	1.5	0.0028	14	110
		2.2	0.73	35000	0.018	1.3	0.0027	15	114
		4.7	0.73	37000	0.016	1.2	0.003	15	131

GROUPE "P"

TUBES

3BC5 ■
3CB6 ■
3CF6 ■
4BC5 ■
4CB6 ■
6AG5 ■
6BC5 ■
6CB6 ■
6CB6-A ■
6CF6 ■

Gain en tension mesuré pour une valeur de sortie de 2 volts eff.

90	0.22	0.22	0.27	3300	0.058	4.2	0.0094	11	63
		0.47	0.36	4300	0.08	5.8	0.011	15	72
		1.0	0.4	5000	0.042	3.2	0.0048	17	83
	0.47	0.47	1.1	6000	0.034	2.7	0.0045	13	96
		1.0	1.8	4000	0.036	3.6	0 0037	15	140
		2.2	2.1	7000	0.023	2.2	0.0035	15	137
	1.0	1.0	3.0	10000	0.019	1.7	0.0029	14	112
		2.2	4.0	12000	0.016	1.5	0.0029	15	121
		4.7	4.0	17000	0.013	1.14	0.0038	15	116
180	0.22	0.22	0.3	3100	0.075	5.3	0.0102	16	71
		0.47	0.37	3400	0.058	4.7	0.0065	16	96
		1.0	0.22	3700	0.087	5.0	0.0055	18	81
	0.47	0.47	0.4	6000	0.035	2.8	0.0059	16	70
		1.0	0.6	4800	0.055	3.1	0.0041	17	100
		2.2	1.1	13000	0.0115	0.89	0.0017	17	80
	1.0	1.0	1.5	13000	0.031	1.54	0.0036	16	69
		2.2	1.8	15000	0.021	1.2	0.0029	19	85
		4.7	2.1	15000	0.018	1.24	0.0033	17	100
300	0.22	0.22	0.32	1400	0.138	9.7	0.0116	17	96
		0.47	0.32	3500	0.064	5.0	0.0065	17	96
		1.0	0.37	4000	0.053	4.5	0.0075	17	101
	0.47	0.47	0.42	4700	0.08	3.9	0.0058	18	71
		1.0	0.5	7400	0.058	2.6	0.0046	17	63
		2.2	0.49	8500	0.051	2.2	0.004	16	67
	1.0	1.0	1.1	11000	0.04	1.73	0.0033	17	60
		2.2	1.0	13000	0.039	1.55	0.0036	17	57
		4.7	1.0	14000	0.038	1.43	0.004	16	55

TUBE

7199

GROUPE "Q"

Leçon n° 64

LAMPES MULTIPLES ET SPECIALES

Nous nous sommes occupés, jusqu'à présent, de tubes électroniques relativement simples. C'est ainsi que nous avons étudié successivement les diodes, les triodes, les tétrodes et les pentodes, aussi bien à chauffage direct qu'à chauffage indirect.

Ces types de lampes sont pas les seuls existant. La technique de l'Electronique au cours de son développement progressif, a conduit à la réalisation de lampes diverses, plus complexes, dont nous dirons quelques mots dans cette leçon.

Nous avons vu qu'en dehors de l'influence prépondérante de la grille de commande, les autres grilles conditionnaient également le comportement du tube, suivant les tensions qui leur étaient appliquées. Ce même principe a été généralisé et a permis la création de lampes plus complexes que les pentodes.

En outre, la technique moderne tend à réduire le prix des appareils, ainsi que leurs dimensions. C'est pourquoi on a imaginé de réunir plusieurs lampes dans une même ampoule, créant ainsi les lampes multiples qui ne sont autre chose que l'assemblage de types déjà connus (triode-pentode, diode-triode ou pentode, etc...). Ces tubes multiples peuvent être composés de deux unités, ou plus, pouvant avoir des fonctions complémentaires entre-elles, ou bien complètement indépendantes les unes des autres.

Les lampes multiples présentent avant tout l'avantage de ne nécessiter qu'un seul support pour les liaisons extérieures. Les broches auxquelles aboutissent les électrodes — naturellement en plus grand nombre que pour une lampe simple — sont disposées de manière à permettre des connexions de courte longueur, ce qui élimine les couplages parasites avec les autres composants du circuit. En un mot, l'utilisation rationnelle des lampes multiples permet de construire des appareils plus compacts et d'un meilleur fonctionnement.

Il existe encore d'autres types de lampes que nous pouvons inclure dans cette leçon consacrée aux tubes spéciaux: ce sont celles prévues pour fonctionner sur des fréquences très élevées; ce sont également les tubes indicateurs (comme le classique « oeil magique ») destinés à fournir des indications visuelles sur le comportement de certains circuits.

Nous citerons enfin les valves à gaz qui trouvent un vaste domaine d'application dans le secteur particulier de l'Electronique industrielle.

Etudions, maintenant, quelques uns des types mentionnés plus haut.

LAMPES MULTIGRILLES

Les lampes **multigrilles** sont les lampes comportant plus d'un grille. Le tube électronique le plus complexe analysé jusqu'à présent est la pentode, qui comporte cinq électrodes: une cathode, trois grilles et une plaque. En ajoutant une grille à la pentode, on obtient l'**hexode** (**figure 1**) qui n'est plus employée actuellement. L'adjonction d'une cinquième grille permet d'obtenir l'**heptode** (**fig. 2**) qui est encore employée et permet de convertir facilement la fréquence d'un signal en une autre sans altérer les caractéristiques de modulation. Elle permet également de réaliser dans les circuits Basse Fréquence des dispositifs de compression et d'expansion du signal employés dans les installations d'enregistrement et de reproduction du son. L'**octode** (**figure 3**) est également utilisée pour la conversion de fréquences dans les récepteurs superhétérodynes.

Pour individualiser facilement les grilles dans un circuit, on les numérote en partant de la cathode. Ainsi dans une pentode, la première grille (G1) est la grille de commande, la deuxième grille (G2), la grille-écran, la troisième grille (G3), la grille de suppression. La troisième grille d'une pentode peut être utilisée pour d'autres fonctions lorsqu'elle n'est pas reliée à la cathode à l'intérieur du tube mais elle sera toujours désignée par G3. Ainsi dans une octode, les grilles 1, 2, 3, 4, 5, 6 ont des rôles différents suivant les caractéristiques du circuit dans lequel cette lampe est employée.

LAMPES MULTIPLES

La **double-diode**, employée dans les montages redresseurs à deux alternances, renferme dans une même ampoule deux diodes séparées. Elle est construite de manière différente, pour fonctionner sous des tensions et des courants très faibles, avec des capacités interélectrodes négligeables, et est utilisée dans les circuits haute fréquence comme détecteur ou démodulateur ou pour d'autres usages.

Examinons maintenant les solutions adoptées pour l'alimentation des filaments. La lampe double peut avoir deux filaments identiques, reliés en série et permettant le chauffage des deux cathodes séparées (**figure 4-A**). La tension de chauffage est appliquée aux deux broches filament comme dans un tube ordinaire.

La figure 4-**B** montre comment deux filaments montés en série — et absolument identiques, aussi bien en ce qui concerne la tension que l'intensité du courant de

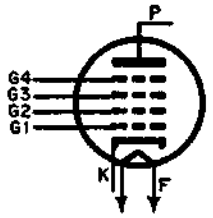


Fig. 1 - Symbole schématique de l'hexode ou lampe à six électrodes à chauffage indirect, lequel est identifiable par la présence de la cathode (K) et du filament (F).

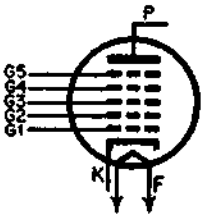


Fig. 2 - Symbole schématique de l'heptode ou lampe à sept électrodes, à chauffage indirect. Cette lampe est généralement employée comme convertisseur de fréquence dans les récepteurs radio.

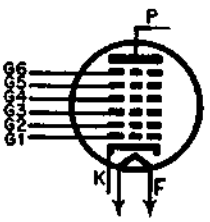


Fig. 3 - Symbole schématique de l'octode à chauffage indirect; ce type de lampe contient huit électrodes et son emploi est analogue à celui de l'heptode.

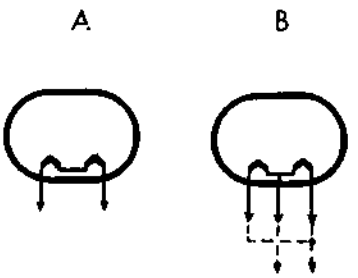


Fig. 4 - En A, est illustré le branchement en série des deux filaments dans une lampe multiple en général. En B, est représenté le branchement en parallèle des deux filaments. Toutes les lampes multiples à filaments séparés permettent une telle versatilité.

chauffage — peuvent être branchés soit en série, soit en parallèle. Dans le premier cas, la broche reliée au point commun des deux filaments est inutilisée et l'on obtient le même montage que celui de la figure 4-A. Si, par exemple, chaque filament demande une tension de 6 volts sous 100 milliampères pour son chauffage, on devra appliquer entre les deux broches une tension de 12 volts (6x2) et l'intensité du courant restera égale à 100 milliampères. Dans le second cas, branchement en parallèle, les deux extrémités son réunies et forment un des points d'application de la tension, le deuxième étant constitué par la broche reliée au point commun aux deux filaments. Les filaments sont donc bien en parallèle et leur chauffage nécessitera une tension de 6 volts et une intensité double, soit 200 milliampères.

Les lampes multiples peuvent avoir une seule cathode commune aux éléments contenus dans l'ampoule, ou bien avoir deux cathodes séparées, ou plus. Dans le premier cas, les grilles pourront, soit être portées au même potentiel si la polarisation se fait selon le schéma de la **figure 5-A**, soit à des potentiels différents si le montage est celui de la figure 5-**B**. Naturellement, si les cathodes sont séparées, les polarisations sont indépendantes.

Il existe un nombre si élevé de lampes multiples qu'il n'est pas possible d'en donner la liste complète. La **figure 6** illustre les types les plus courants. On remarquera que pour plusieurs d'entre eux (voir, par exemple, la triode-hexode), certaines électrodes sont communes aux deux sections, étant reliées à l'intérieur du tube lui-même. Cependant l'utilisation de ces lampes ne peut entraîner de difficultés spéciales puisque chaque élément peut être considéré comme un tube séparé et fonctionnant comme tel.

TUBES A GAZ

Pendant la fabrication des tubes électroniques à vide poussé, il est indispensable de chasser de l'intérieur de l'ampoule la plus grande partie de l'air qui s'y trouve. Le vide étant un très bon isolant, il est possible de faire fonctionner ce tube avec une importante d.d.p. entre plaque et cathode, sans craindre que des arcs ne se produisent à l'intérieur de la lampe. Toutefois, le tube à vide poussé présente un inconvénient: son courant anodique est relativement faible du fait que la seule source d'électrons est la cathode, dont le pouvoir émissif est forcément limité. Lorsque de forts courants sont nécessaires, il faut employer des tubes contenant un gaz.

Un tube à gaz est un tube électronique ordinaire à l'intérieur duquel on a introduit une faible quantité d'un gaz rare, généralement du néon ou de l'argon, ou de la vapeur de mercure. La présence de ce gaz, même en quantité infinitésimale, produit des modifications profondes dans le fonctionnement du tube. En effet, tandis que dans un tube à vide la grille de commande contrôle d'une manière absolue le courant anodique, dans un tube à gaz ce contrôle disparaît dès que le gaz devient conducteur.

La **figure 7** donne la représentation schématique de certains types de tubes à gaz. La présence de ce dernier est indiquée par le point placé à l'intérieur du cercle entourant les électrodes.

La conduction électrique dans les tubes à gaz

Les électrons qui dans un tube à gaz vont de la cathode vers la plaque se heurtent aux molécules du gaz contenu dans l'ampoule; lorsque le choc se produit avec une vitesse suffisante, les molécules heurtées perdent un ou plusieurs électrons. Ceux-ci se joignent au flot d'électrons provenant de la cathode et produisent d'autres collisions, ce qui augmente progressivement le courant électronique total. Les molécules qui ont perdu leurs électrons deviennent des ions positifs et le phénomène ayant provoqué la perte des électrons d'une molécule s'appelle **l'ionisation**. Un tube à gaz ionisé contient donc, à l'intérieur de son ampoule, des molécules, des ions et des électrons.

Le flot des électrons, considérablement augmenté par le phénomène de l'ionisation, est attiré par la plaque vers laquelle il se dirige à grande vitesse.



Fig. 5 - Dans les lampes multiples, il peut y avoir soit une seule cathode commune pour les unités contenues dans l'ampoule, soit deux ou plusieurs cathodes séparées. Dans le premier cas, les grilles des différentes sections pourront avoir le même potentiel si elles sont polarisées comme indiqué en A, où des potentiels différents si elles sont polarisées comme en B. Si les cathodes sont séparées, leur polarisation est indépendante car c'est comme si l'on avait des lampes distinctes.

Les ions positifs, plus lourds, se déplacent plus lentement vers la cathode (négative); arrivés à proximité de celle-ci, ils neutralisent la charge spatiale négative, ce qui a pour effet de favoriser l'émission électronique, puisque les électrons peuvent quitter la cathode avec plus de facilité n'étant plus repoussés partiellement par la charge spatiale négative. Dans ces conditions, le courant de saturation est rapidement atteint. En un mot, dès que l'ionisation du gaz se produit, la cathode émet tous les électrons qu'elle est capable de fournir et tous ces électrons peuvent atteindre la plaque sans encombre. En conséquence, la résistance interne sera très faible.

Potentiel d'ionisation

Pour pouvoir détacher les électrons d'une molécule d'un gaz, il faut que celle-ci soit heurtée par des électrons ayant une vitesse considérable. C'est le potentiel existant entre plaque et cathode qui accélère les électrons, émis par cette dernière, jusqu'à la vitesse requise. Il faut donc que ce potentiel atteigne un certain niveau avant que le phénomène d'ionisation ne se produise. Le potentiel minimal nécessaire est appelé **potentiel d'ionisation** ou tension d'amorçage. Dès que l'ionisation se produit, on obtient un courant anodique d'une intensité considérable avec une tension relativement faible.

Potentiel d'extinction

L'ionisation une fois déclenchée, (elle produit une sorte d'incandescence du gaz), persiste même si l'on réduit le potentiel de la plaque en dessous de la valeur nécessaire à l'amorçage. L'ionisation cesse et le courant cesse de passer dans le tube si ce potentiel descend au-dessous d'une certaine limite appelée **potentiel d'extinction.** Grâce à ce phénomène, on peut employer un tube à gaz comme interrupteur électronique: à partir d'une certaine tension anodique, le tube laisse passer le courant, devient conducteur, et tout se passe comme si l'on fermait un circuit par un interrupteur; tandis que pour une tension plus faible, le courant ne passe plus, tout comme si l'interrupteur était ouvert. Un tube à gaz a une résistance interne très faible lorsqu'il est ionisé (conducteur) et très élevée lorsqu'il ne l'est pas; c'est donc un excellent interrupteur électronique.

Tension inverse

Dans un tube électronique, il est de règle que le courant ne puisse passer que de la cathode vers la plaque. Nous avons vu que quand la lampe est employée en redresseuse, une tension alternative est appliquée à sa plaque, rendant celle-ci tour à tour positive ou négative par rapport à la cathode. Dans le premier cas le tube laisse passer un courant, dans le cas contraire le courant ne passe pas.

Lorsqu'on utilise un tube à gaz, il faut toujours éviter d'appliquer une tension alternative excessive sur sa plaque. Le gaz à basse pression n'est pas un aussi bon isolant que le vide: une tension trop forte peut ioniser le gaz et déterminer le passage d'un courant même si la plaque est négative par rapport à la cathode. Ceci se produit lorsque les ions positifs résiduels présents dans le tube sont attirés par la plaque portée à un potentiel négatif; se faisant, ils heurtent les molécules du gaz, produisant la formation de nouveaux ions. Si la tension négative est trop élevée, il peut en résulter le passage d'un fort courant de la plaque à la cathode.

La tension de crête maximale que l'on peut appliquer sur la plaque d'un tube à gaz sans que se produise le passage d'un courant inverse est dite **tension inverse maximale** et elle est indiquée par le constructeur avec les autres caractéristiques du tube. Il faut éviter d'appliquer des tensions supérieures à celle indiquée, particulièrement dans le cas d'une valve redresseuse à gaz, car le courant inverse peut l'endommager irrémédiablement.

La tension inverse maximale applicable à une lampe donnée diminue de valeur lorsque la fréquence du courant alternatif qui lui est appliqué augmente. Si la fréquence est élevée, les ions disposent d'un temps moins long pour se recombiner avec les électrons pendant les intervalles séparant les crêtes de tension.

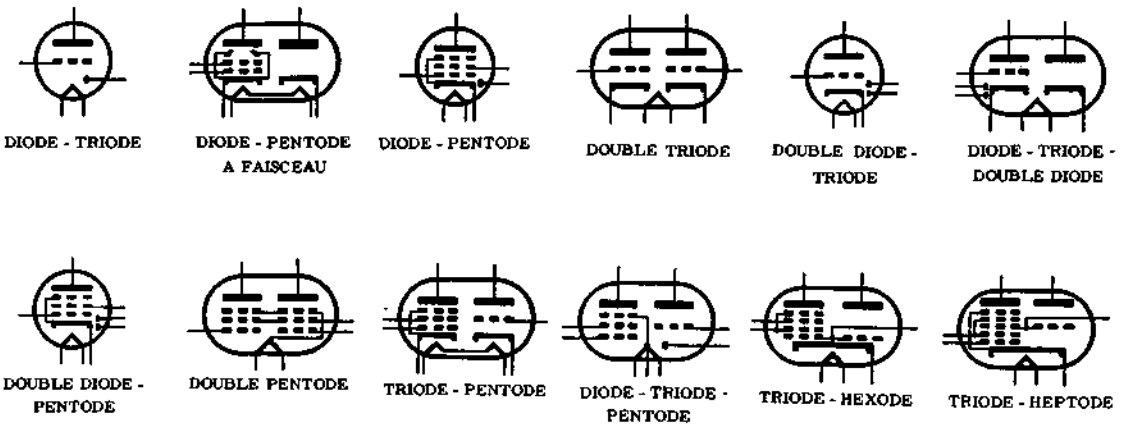


Fig. 6 - Symboles schématiques des lampes multiples les plus courantes. Les combinaisons possibles sont encore plus nombreuses. Comme on peut le remarquer, la dénomination de ces tubes se réfère uniquement aux éléments distincts qui y sont contenus.

DIODES A GAZ

Type à cathode froide

Le classique tube au néon (**figure 8**), constitue un exemple de diode à gaz à cathode froide. Lorsque la cathode et l'anode ont la même forme et les mêmes dimensions, le tube est conducteur dans les deux directions en fonction du seul potentiel, puisque les deux électrodes sont toutes les deux bonnes émettrices d'électrons. Par contre, lorsqu'une des électrode a une surface beaucoup plus grande que l'autre, l'électrode de plus grande dimension devient la cathode (puisqu'elle peut émettre plus d'électrons); dans ce cas, le tube ne peut conduire que dans une seule direction.

Etant donné que dans cette lampe la cathode n'est pas chauffée, l'ionisation ne peut être déclenchée par une émission d'électrons provenant de celle-ci. L'ionisation est rendue possible par la présence de quelques ions et électrons produits par les rayons cosmiques et autres phénomènes ionisants. Comme il y a très peu d'électrons, la tension d'amorçage est plus élevée que dans les types à cathode chaude. Ainsi, le classique tube au néon a un fonctionnement assez irrégulier car sa tension d'amorçage varie continuellement, suivant l'intensité des radiations ionisantes, la température ambiante, etc...

Lorsqu'un tube au néon est traversé par le courant, il produit une certaine luminescence qui est provoquée par la combinaison des ions positifs avec les électrons émis. La couleur de la lumière, normalement rouge-orangée, dépend de la nature du ou des gaz. La luminescence ne se produit qu'à proximité de la cathode, c'est-à-dire de l'électrode négative. Toutefois, si l'on applique une tension alternative au tube, la luminescence se produit autour des deux électrodes, puisque toutes deux assument alternativement le rôle de cathode.

Un champ électromagnétique haute fréquence peut provoquer l'ionisation du gaz contenu dans un tube à gaz; c'est pourquoi on peut employer un tube au néon pour déceler la présence d'un courant haute fréquence. Pour cela, il suffit de placer le tube dans un support isolant et de le placer aussi près que possible de l'antenne rayonnant le courant HF dont on désire constater le fonctionnement. Le support isolant évite le contact direct de la main avec le circuit; il faut toujours se rappeler que dans les circuits HF de puissance notable, il existe généralement des tensions anodiques élevées dangereuses pour l'opérateur.

Les tubes à gaz ont également une autre utilisation importante, (voir 50ème leçon), servant de stabilisateurs de tension. En effet, lorsqu'un gaz est ionisé, la chute de tension se produisant entre les deux électrodes du tube garde une valeur constante, même si l'intensité du courant varie. Les tubes à gaz, au néon en particulier, sont donc fréquemment employés comme stabilisateurs de tension, dans tous les cas où on exige une alimentation à tension constante indépendante du débit.

Type à cathode chaude

Un autre type de diode à gaz employée uniquement comme redresseuse, est la diode à cathode chaude qui contient généralement de l'argon ou de la vapeur de mercure.

La **figure 9** montre un de ces types de valve. Il est principalement utilisé dans les chargeurs d'accumulateurs, car il permet de redresser des courants de plus fortes intensités que celles qui pourraient être obtenues au moyen de valves à vide. La diode à gaz à cathode chaude peut être montée en redresseur à une alternance, et on peut naturellement en monter deux pour le redressement simultané des deux alternances.

Dans la diode à cathode chaude, l'ionisation est provoquée par la présence des électrons émis par le filament, ou la cathode, et l'amorçage se produit pour des tensions plaques inférieures à celles qui sont nécessaires pour la diode à cathode froide.

Les valves redresseuses à vapeur de mercure contiennent une goutelette de mercure liquide à l'intérieur

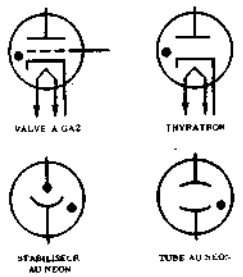


Fig. 7 - Voici la représentation schématique de quelques types de lampes à gaz. La présence de ce dernier dans l'ampoule est habituellement symbolisée par un point contenu dans le cercle qui délimite la représentation graphique.

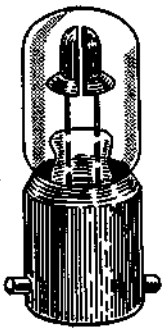


Fig. 8 - Aspect extérieur d'un tube à gaz, à cathode froide.

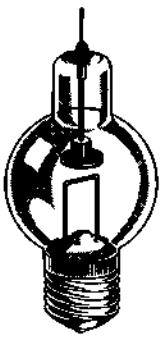


Fig. 9 - Tube redresseur à gaz à cathode chaude.

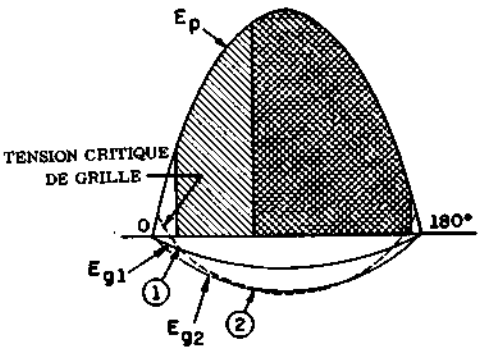


Fig. 10 - Graphique montrant l'influence de la tension de grille sur le point d'amorçage dans un thyratron.

de leur bulbe. Le gaz, ou vapeur de mercure, se forme dès qu'une petite quantité de ce mercure s'évapore sous l'effet de la chaleur produite par le filament. Le fonctionnement du tube ne peut donc avoir lieu avant que le mercure ne se soit évaporé. C'est pourquoi il faut laisser chauffer le filament pendant 30 à 60 secondes avant d'appliquer la tension à la plaque.

TRIODES A GAZ

Les triodes à gaz comportent une grille qui contrôle la tension d'amorçage; on désigne ce type de tube sous le nom de « thyratron ». Nous avons vu que dans un tube à gaz, l'ionisation est déclenchée par un faible courant qui prend naissance dès que le potentiel d'ionisation est atteint. Dans le thyratron, la grille, placée près de la cathode, peut contrôler ce courant d'amorçage.

Supposons que la grille d'un thyratron soit portée à un potentiel négatif supérieur à celui qui est nécessaire pour interdire le passage du courant anodique; puis réduisons graduellement cette tension de polarisation négative. Quand le courant anodique commence à passer, son intensité atteint très rapidement le courant de saturation du tube. C'est pourquoi, dès que le courant anodique prend naissance, la grille perd son pouvoir de contrôle. Elle peut alors être portée à un potentiel négatif très élevée, au-delà du cut-off, sans influencer l'intensité du courant anodique. Pour arrêter le passage de ce courant, pour bloquer le tube, il faudra réduire la tension plaque à une valeur inférieure au potentiel d'extinction.

Ce phénomène est dû au fait qu'aussitôt que le courant anodique commence à passer, il y a production d'ions positifs résultant des collisions entre les électrons et les molécules du gaz. Certains de ces ions sont attirés par la cathode tandis que d'autres se dirigent vers la grille. Ces derniers rendent la grille positive, neutralisant ainsi l'effet du potentiel négatif qui lui est appliqué; en même temps, les ions attirés par la cathode neutralisent la charge spatiale. En conséquence, lorsque l'ionisation se produit, il n'y a plus de charge spatiale qui limite le courant et la grille n'a plus rien à contrôler. Un courant d'intensité maximale (courant de saturation) passe dans le tube.

Les thyratrons sont généralement utilisés comme redresseurs à débit contrôlé. On applique une tension alternative sur leur plaque: pendant l'alternance positive, le tube est conducteur, tandis que pendant l'alternance négative, le courant anodique cesse de passer car le gaz n'est plus ionisé. La tension de la grille détermine le point où l'amorçage se produit et en conséquence, la durée du temps pendant lequel la valve est conductrice pendant l'alternance positive. Le graphique de la **figure 10** montre comment la tension grille d'un thyratron influe sur le point où le courant anodique se déclenche. Quand la tension de grille est très faible (Vg_1), l'ionisation se produit au point 1 et le tube laisse passer le courant pendant la plus grande partie de l'alternance positive. Si l'on augmente la polarisation, jusqu'à la valeur Vg_2 par exemple, l'ionisation (et donc le passage du courant anodique) ne se produit qu'à partir du point 2.

La **figure 11** montre la valeur de la polarisation de grille qui est nécessaire pour produire le courant d'ionisation dans un thyratron typique. Les points à droite de la courbe représentent la phase pendant laquelle le tube conduit; et ceux à gauche, la phase pendant laquelle il ne conduit pas. Dans cette figure, on peut également déterminer la valeur de la polarisation critique, c'est-à-dire celle à partir de laquelle l'ionisation se produit.

Le thyratron est également employé comme relais ou comme interrupteur (trigger) dans de nombreuses applications telles que la production des oscillations « en dents de scie », nécessaire au fonctionnement des oscilloscopes cathodiques. Les thyratrons servent également dans de nombreux dispositifs électroniques de caractère industriel (interrupteurs électroniques, contrôle de la vitesse des moteurs....), où leurs propriétés

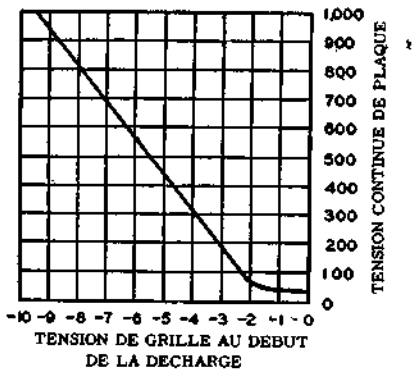


Fig. 11 - Courbe caractéristique d'un thyratron montrant la relation entre les tensions de grille et de plaque.

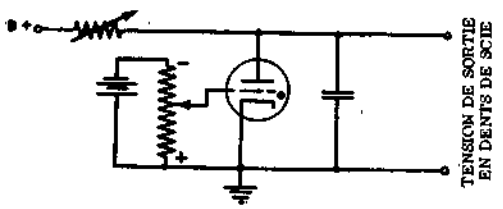


Fig. 12 - Schéma de principe d'un thyratron monté en oscillateur en dents de scie (ainsi appelé en raison de la forme caractéristique des tensions produites). Ce circuit a eu une grande diffusion et a été employé dans les oscillographes.



Fig. 13 - Aspect typique de cellule photo-électrique. On peut observer à l'intérieur, à la base du bulbe, la pastille d'activation.

les rendent particulièrement précieux. En effet, la grille de commande ne demande qu'une très faible quantité d'énergie pour provoquer l'amorçage du tube; par contre, la valve permet le passage d'un courant de très forte intensité dès que l'ionisation se produit. Il suffit donc d'une très faible puissance pour commander une puissance considérable.

La **figure 12** donne le schéma de principe d'un générateur de tension en dents de scie, qui a été très utilisé dans les oscilloscopes cathodiques. Dans ce montage, le thyratron fonctionne à la manière d'un interrupteur électronique. Quand le tube ne conduit pas, l'interrupteur est ouvert et le condensateur se charge. Le temps de charge est déterminé par la valeur de la résistance placée en série avec le condensateur: comme on peut le voir sur le schéma, la résistance est variable et le temps de charge peut donc être choisi à volonté. Dès que le potentiel d'ionisation est atteint, le tube devient conducteur et le condensateur se décharge rapidement à travers le tube lui-même. Le point où l'ionisation du thyratron se produit est fonction de la polarisation de la grille qui est obtenue au moyen d'une source de tension négative.

Les thyratrons employés dans les dispositifs d'alimentation à la fréquence du réseau d'électricité (50 Hz) sont généralement à vapeur de mercure. Pour des fréquences plus élevées, pour lesquelles l'ionisation doit être plus rapide, on utilise de préférence l'hélium, l'argon ou le néon, car leurs ions positifs, plus légers que ceux du mercure, peuvent se déplacer plus rapidement.

CELLULES PHOTO-ELECTRIQUES

Il existe une autre catégorie importante de valves, celle dont l'émission électronique est fonction de l'intensité lumineuse reçue par le tube. Il s'agit là d'une application de l'effet photo-électrique, en vertu duquel un rayon lumineux qui frappe une surface métallique libère un certain nombre d'électrons. Nous déjà étudié ce phénomène dans les 14eme et 43eme leçons.

Le nombre d'électrons libérés par unité de temps par une lumière ayant une longueur d'onde déterminée est directement proportionnel à l'intensité de la lumière. L'énergie développée par le courant électronique est directement proportionnelle à la fréquence de la lumière. Il existe une limite inférieure de cette fréquence, au-dessous de laquelle l'énergie des photons qui frappent la surface émissive est insuffisante pour provoquer l'émission d'électrons. Les cellules photo-électriques, tout comme l'oeil humain, n'ont pas une réponse uniforme pour toutes les fréquences; pour cette raison, l'intensité du courant électronique, pour une quantité de lumière donnée, est fonction de la distribution des fréquences dans la lumière elle-même.

Réalisation pratique

Une cellule photo-électrique est essentiellement constituée par deux électrodes enfermées dans une ampoule de verre à l'intérieur de laquelle on a fait le vide. Une des électrodes est la cathode, dont le rôle est d'émettre des électrons lorsqu'elle est exposée à la lumière; l'autre est l'anode, portée à un potentiel positif, et dont le rôle est de capter les électrons émis par la cathode.

La sensibilité d'une cellule photo-électrique est, fonction de la fréquence, c'est-à-dire de la couleur de la lumière qui l'excite. Il en existe divers types ayant des caractéristiques différentes, prévues pour toutes les applications: certaines sont particulièrement sensibles à la lumière rouge, d'autres à la lumière bleue, d'autres ont une courbe de réponse se rapprochant de celle de l'oeil humain. Leur sensibilité est exprimée en fonction de la fréquence de la lumière qui provoque l'émission électronique la plus intense.

La structure interne d'une cellule photo-électrique est simple: la cathode photosensible est généralement de forme semi-cylindrique, elle est recouverte d'une couche de caesium métallique, lui-même recouvert d'oxyde de caesium, le tout étant déposé sur une plaque de métal argenté (**figure 13**). L'anode est constituée par une tige métallique disposée au centre (voir 43eme leçon).

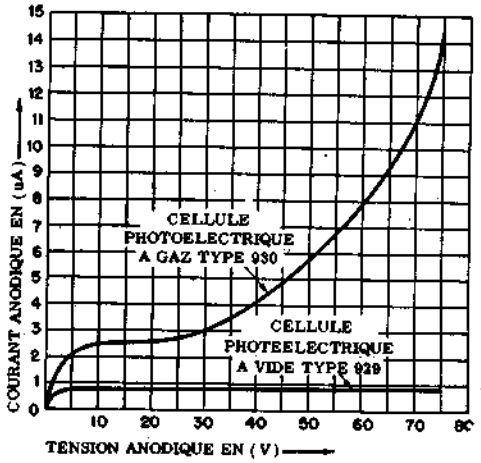


Fig. 14 - Représentation des courbes caractéristiques de deux types de cellules photo-électriques respectivement à vide et à gaz. Comme on le voit, le rendement du type à gaz est supérieur.

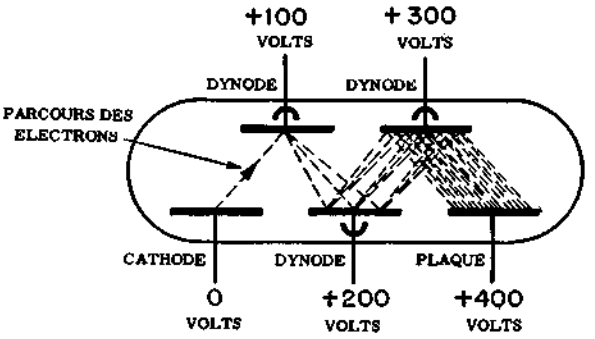


Fig. 15 - Principe de fonctionnement d'un photomultiplicateur. On utilise le phénomène de l'émission secondaire produit par le choc des électrons sur les plaques intermédiaires appelées «dynodes».

Celulles à gaz et Photomultiplicateurs

Si à l'intérieur d'une cellule photo-électrique, on introduit une petite quantité de gaz, ce dernier grâce au phénomène de l'ionisation, augmente l'intensité du courant électronique produit par les rayons lumineux qui frappent la cathode. Les cellules photo-électriques à gaz sont nettement plus sensibles que celles à vide du type correspondant; elles sont utilisées dans les dispositifs de lecture de la piste sonore des films cinématographiques.

Les cellules photo-électriques à gaz sont moins stables que les cellules à vide; elles sont plus sensibles aux surtensions et leur résistance interne est moins grande. Par contre, les ions produits par l'ionisation du gaz provoquent une émission secondaire appréciable lorsqu'ils frappent la cathode photosensible, ce qui augmente considérablement la sensibilité. Les courbes caractéristiques d'une cellule photo-électrique à vide et d'une cellule à gaz seront donc très différentes.

La **figure 14** permet de comparer deux cellules photo-électriques d'usage courant, les types 929 et 930 (dans la nomenclature américaine), la première étant à vide, l'autre à gaz. Les courbes représentent l'intensité du courant anodique en fonction de la tension plaque, pour une intensité lumineuse donnée. A partir d'une certaine valeur de la tension plaque, le courant anodique de la cellule photo-électrique à gaz augmente très rapidement, en raison de l'ionisation du gaz contenu dans l'ampoule. Pour une même variation de l'intensité lumineuse de la source, on obtiendra une plus grande variation du courant anodique, d'où une plus grande sensibilité.

Les cellules photo-électriques à gaz ne peuvent supporter des tensions supérieures à la tension anodique maximale indiquée par le constructeur, sous peine de voir un arc électrique se produire entre les deux électrodes, ce qui aurait pour effet d'endommager gravement la couche sensible.

Pour augmenter la sensibilité d'une cellule photo-électrique, on peut également faire appel au phénomène de l'émission secondaire. Pour cela, on fait en sorte que chaque électron émis par la cathode soit dirigé successivement sur une série d'anodes secondaires, appelées « dynodes », comme le montre la **figure 15**.

Chaque dynode comporte une surface active spécialement conçue pour produire une forte émission secondaire. Chaque électron issu de la cathode vient frapper violement la première dynode et lui arrache un certain nombre d'électrons secondaires qui, à leur tour, frappent la seconde dynode, ce qui provoque l'émission d'un nombre considérable d'électrons, et le processus se poursuit jusqu'à la plaque finale ou cible, qui recueille tous les électrons. Le faible courant initial se trouve ainsi augmenté dans des proportions considérables et si le nombre de dynodes est assez grand (on en compte généralement 10), l'amplification obtenue est énorme (200 000 à 1 000 000). Le photomultiplicateur peut être employé dans tous les cas où l'on exige une sensibilité supérieure à celle de l'oeil humain.

Circuits et applications

Etant donné que le courant fourni par une cellule photo-électrique est très faible, il est presque toujours nécessaire de la faire suivre d'un ou de plusieurs étages amplificateurs. Les variations de courant sont transformées en variations de tension par son passage dans une résistance de valeur ohmique élevée. Ces tensions, recueillies aux bornes de cette résistance de charge sont transmises à la grille d'une lampe amplificatrice (voir **figure 16**). Dans ce montage, la haute tension nécessaire au fonctionnement de la cellule et du tube amplificateur est fournie par une pile; il en est de même pour la tension de polarisation de la lampe.

Quand le courant anodique de la cellule photo-électrique augmente, sous l'effet de la lumière incidente, sa cathode émet des électrons ce qui rend positive — ou moins négative — la grille de la lampe amplificatrice. Le courant anodique de cette dernière augmente également d'intensité ce qui provoque le fonction-

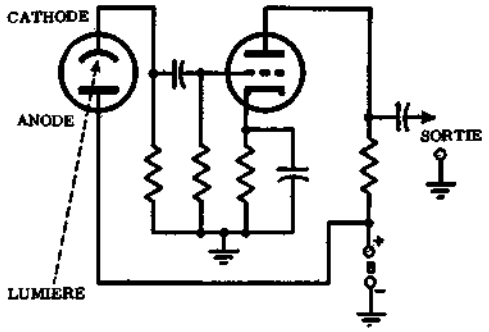


Fig. 16 - Schéma de principe d'un dispositif de commande d'un relais par une cellule photo-électrique. Ce montage a de nombreuses applications pratiques.

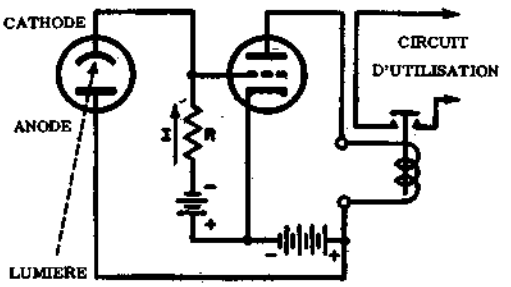


Fig. 17 - Schéma de principe d'un dispositif destiné à la lecture de la piste sonore des films au moyen d'une cellule photo-électrique.

nement du relais placé dans le circuit plaque. (Un relais est constitué par un électro-aimant qui, lorsqu'il est parcouru par un courant d'intensité suffisante, attire une palette mobile actionnant à son tour un ou plusieurs contacts). Ce relais ferme le contact d'un circuit extérieur, ce qui permet de mettre en marche certains dispositifs, aussi variés que l'on veut, commandés par les rayons lumineux tombant sur la cellule photo-électrique (dispositifs d'alarme, de contrôle, de comptage, etc...).

Pour la reproduction des sons enregistrés sur la piste sonore des films cinématographiques, on peut utiliser un circuit comme celui de la **figure 17**. C'est un amplificateur classique, à couplage par résistance et capacité, qui recueille la composante alternative, présente aux bornes de la résistance de charge. Cette composante alternative, dont l'amplitude est fonction de l'intensité du faisceau lumineux qui frappe la cathode photosensible, est amplifiée de la manière habituelle par la lampe triode (ou pentode, suivant les cas).

INDICATEURS D'ACCORD CATHODIQUES

La structure interne d'un indicateur visuel d'accord cathodiques est représentée sur la **figure 18**. Ces indicateurs sont fréquemment utilisés dans les récepteurs pour indiquer le point d'accord exact sur une station et dans certains appareils de mesure où ils permettent de se rendre compte, visuellement, des faibles variations de tension. Ces indicateurs sont également utilisés sur les enregistreurs magnétiques de sons (magnétophones) où ils servent à indiquer le niveau, ou profondeur, de la modulation.

La plupart de ces indicateurs visuels, appelés également « oeil magique », « trèfle cathodique », etc... sont constitués par deux éléments distincts, renfermés dans une même ampoule; l'un est une triode amplificatrice, tandis que l'autre est l'indicateur à rayons cathodiques proprement dit.

Les électrons émis par la cathode viennent frapper l'anode conique, laquelle est revêtue d'un enduit fluorescent qui s'illumine sous le choc des électrons. Une petite électrode filiforme, appelée « électrode de commande du faisceau » est placée à proximité de la cathode, parallèlement à celle-ci. Cette électrode de commande provoque la déflexion d'une partie des électrons émis par la cathode, produisant ainsi une zone d'ombre sur l'anode fluorescente. La zone d'ombre est en forme de cône et son angle au sommet varie en fonction de la tension appliquée sur l'électrode de commande. Celle-ci est reliée à la plaque de la triode. Quand l'électrode de commande est au même potentiel que l'anode conique fluorescente, la zone d'ombre est extrêmement réduite; par contre, si le potentiel de l'électrode de commande est moins positif que celui de l'anode, une zone d'ombre dont les dimensions sont proportionnelles à la différence de potentiel entre les deux électrodes apparaît.

Etant donné que la tension de l'électrode de commande du faisceau cathodique a la même valeur que la tension plaque de la triode à laquelle elle est reliée, la zone d'ombre devient de plus en plus grande à mesure que la grille de la triode devient moins négative.

TUBES ELECTRONIQUES POUR TRES HAUTES FREQUENCES

Si l'on augmente la fréquence de fonctionnement d'un circuit comportant un tube électronique, certaines caractéristiques de ce dernier prennent une importance considérable. Parmi celles-ci, figure la capacité inter-électrodes. En outre, le tube lui-même et les conducteurs reliant les électrodes aux broches de l'embase, présentent une inductance qui, bien que très petite, n'en offre pas moins une réactance appréciable aux très hautes fréquences.

Enfin, le « temps de transit » (55ème leçon) peut être suffisamment grand par rapport à la fréquence du signal pour annuler toute amplification.

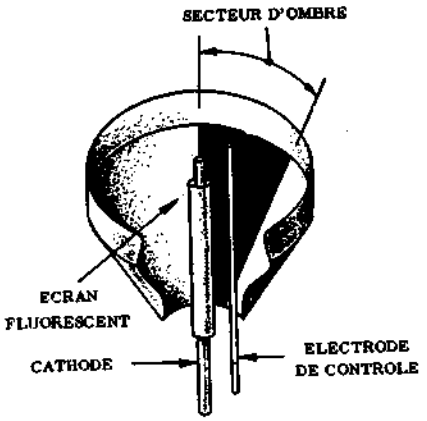


Fig. 18 - Principe de fonctionnement d'un indicateur d'accord électronique ou « oeil magique ». Ce tube permet de réaliser divers dispositifs de contrôle visuel.

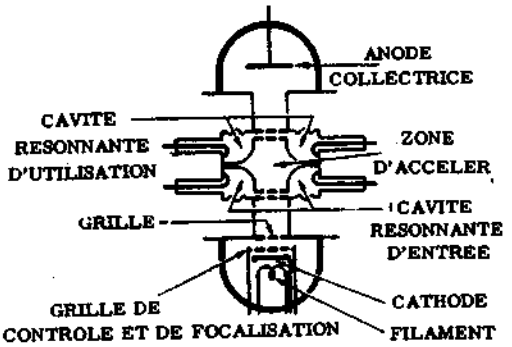


Fig. 19 - Représentation schématique d'un klystron. Ce tube est employé uniquement pour la production de fréquence très élevées.

Pour éviter ces inconvénients, on emploie des tubes électroniques spéciaux, comportant des électrodes de petites dimensions, très rapprochées les unes des autres, dont les connexions internes sont réduites au maximum. On en arrive à supprimer complètement le support de lampe habituel et, très souvent on fait en sorte que la lampe fasse partie intégrante du circuit. C'est par exemple, le cas de la « lampe phare » à électrodes planes, appelée ainsi parce que sa forme extérieure ressemble à celle d'un phare côtier. Les électrodes de ce tube (cathode, grille et plaque) sont très petites et sont toutes placées dans des plans parallèles pour réduire au maximum les distances entre elles.

On a également construit des lampes miniatures, appelées « lampes gland » dans lesquelles les connexions aux électrodes sont constituées par de petits fils métalliques rigides sortant radialement du tube de verre. Les liaisons sont extrêmement courtes et l'on peut obtenir un fonctionnement satisfaisant sur des fréquences très élevées (jusqu'à 800 MHz), qui ne pourraient être atteintes avec des tubes de construction classique.

Au-dessus de 3 000 MHz, le temps de transit, les capacités parasites et les inductances réparties prennent une telle importance que tout fonctionnement devient impossible même avec les lampes citées ci-dessus (tube-phare). Les longueurs d'onde sont de l'ordre de quelques millimètres et on ne peut tolérer la moindre connexion. Il faut donc disposer de tubes électroniques contenant les circuits oscillants proprement dits lesquels prennent l'aspect de cavités résonnantes incorporées dans la structure métallique de la lampe elle-même.

C'est ainsi qu'a été conçu le tube électronique appelé « magnétron » qui est employé comme oscillateur pour ondes millimétriques, ou micro-ondes. Le magnétron est constitué par une diode placée dans un champ magnétique de forte intensité, parallèle à l'axe de la cathode. Ce champ magnétique dévie les électrons émis par la cathode et les contraint à décrire des trajectoires en spirale, dans l'espace situé entre la cathode et la plaque du tube. Le flux électronique en forme de spirale passe dans une cavité résonnante pratiquée dans la plaque (il y a généralement plusieurs cavités) et produit une oscillation à haute fréquence, exactement de la même façon qu'une bouteille, dans laquelle on fait passer un courant d'air sous pression, produit une oscillation à fréquence sonore. La fréquence des oscillations est fonction de la dimension des cavités; si celles-ci sont suffisamment petites, on peut atteindre des fréquences de l'ordre de 30 000 MHz.

Le magnétron ne peut fonctionner que comme oscillateur.

Plus souples d'emploi car ils peuvent être accordés dans une large bande de fréquence et fonctionner en amplificateurs, sont les « klystrons ». Leur fonctionnement est basé sur la variation de la vitesse à laquelle est soumise un faisceau électronique, par suite de la production d'auto-oscillations entre deux cavités résonnantes. Employé en amplificateur, le klystron donne un souffle assez important; c'est pourquoi on préfère le monter en oscillateur de puissance pour que la puissance fournie soit suffisante sans qu'il soit nécessaire de monter des étages amplificateurs à la suite.

Le canon à électrons, formé par la cathode et la grille de commande, projette un faisceau d'électrons qui traverse deux cavités résonnantes et les grilles. Une faible partie de la puissance est renvoyée en arrière, avec une phase convenable, de telle sorte qu'une réaction se produise entre la cavité d'entrée et celle de sortie provoquant l'oscillation de l'ensemble sur une fréquence qui dépend de la vitesse des électrons et, en conséquence, de la tension appliquée aux électrodes. L'énergie haute fréquence est recueillie dans la deuxième cavité, au moyen d'un câble coaxial ou d'un guide d'onde, (et non sur l'anode, comme on pourrait le croire). La **figure 19** donne le schéma d'un klystron.

Dans une leçon ultérieure, consacrée aux micro-ondes, nous étudierons plus en détail ces tubes spéciaux.

Leçon n° 65

RECEPTEUR DE RADIO A LAMPES

Nous avons exposé les principes fondamentaux servant de base à la technique des communications radio-électriques. Nous poursuivons maintenant d'une manière plus complète l'étude de la réception en général afin d'aborder bientôt l'examen de la plupart des récepteurs modernes: **les superhétérodynes.**

Nous savons que pour atteindre une bonne sensibilité, il faut prévoir une amplification Haute Fréquence (avant la détection), et que pour avoir une puissance de sortie suffisante on doit employer une amplification Basse Fréquence (après détection), qui seule permet d'obtenir un signal à fréquence acoustique d'intensité suffisante pour actionner un haut-parleur.

Etudions maintenant les divers moyens utilisés pour la détection (ou démodulation), pour les commandes de volume ou de sensibilité (tant manuelles qu'automatiques) et pour les autres dispositifs communs à tous les types de récepteurs, superhétérodynes compris. Dans la leçon suivante nous donnerons les détails pratiques concernant la construction d'un récepteur à lampes simple.

CONSIDERATIONS SUR LES LAMPES AMPLIFICATRICES

Dans les récepteurs à étages accordés, on peut utiliser des étages amplificateurs équipés de triodes, de tétrodes ou de pentodes, mais les tubes pentodes sont plus fréquemment employés car ce type de lampe permet d'obtenir une amplification importante sans risque d'auto-oscillations.

On peut monter des tubes à pente variable ou des tubes à pente fixe. La **figure 1** montre leurs comportements respectifs.

Les tubes à pente variable sont montés dans les circuits où, par une polarisation de grille réglable, on peut commander l'amplification sans compromettre la linéarité, c'est-à-dire l'uniformité d'amplification pour toutes les fréquences transmises. Avec de tels tubes, l'intensité du signal reçu peut varier considérablement sans risquer d'introduire des distorsions. Parmi les lampes à pente variable les plus courantes, nous citerons la 6K7, la 6SK7, la 6SG7, la 6EB6, la 6BA6 (en types américains) et la EF9, la DAF40, la UAF42 et la EF85 (en types européens). Ces tubes ont une tension d'interdiction (cut-off) comprise entre —15 et —40 volts et leur fonctionnement en classe A est possible jusqu'à ce point.

Les tubes à pente fixe et à faible tension d'interdiction (cut-off) comme la 6SJ, la 6SH7 ou la 7V7 ont une conductance mutuelle (pente) plus élevée que les précédents. Ils peuvent être utilisés lorsque les signaux reçus sont très faibles et quand on désire obtenir une très forte amplification (comme dans le premier étage d'un récepteur, par exemple), mais il faut alors que l'intensité du signal soit relativement constante car, dans le cas contraire, ils peuvent facilement engendrer des distorsions.

TUBES AMPLIFICATEURS POUR VHF ET UHF

Pour la réception des émissions dans ces deux gammes, l'utilisation de tubes spéciaux s'impose. L'impédance d'entrée de ces tubes doit être très élevée, sous peine de réduire fortement l'amplification. Pour une fréquence de 60 MHz, une lampe amplificatrice HF normale peut présenter une impédance d'entrée de 2 500 ohms seulement, tandis qu'un tube spécialement construit pour l'utilisation à ces fréquences peut avoir une impédance de 50 000 ohms. Les tubes électroniques prévus pour ces fréquences sont de dimensions très réduites, leurs électrodes sont très rapprochées les unes des des autres et ils n'ont pas de culot.

Ces lampes ont été étudiées à la leçon précédente où elles étaient classées parmi les types sépciaux.

ETAGES AMPLIFICATEURS A CIRCUITS ACCORDES

Considérons un étage amplificateur Haute Fréquence (voir **figure 2**). La lampe est une pentode à pente variable; l'antenne est couplée à la grille de commande par un transformateur HF dont le secondaire est accordé sur la fréquence du signal à recevoir. La polarisation est obtenue au moyen d'une résistance variable placée dans le circuit de cathode: en faisant varier la valeur de cette résistance, on augmente ou on diminue la tension de polarisation de la grille G1. Cet étage est couplé au suivant au moyen d'un autre transformateur HF.

Le signal à haute fréquence, reçu par l'antenne, peut passer successivement par plusieurs étages de ce type avant d'être appliqué au détecteur; passant par trois ou quatre circuits accordés, la sélectivité se trouve très fortement accrue. Chaque circuit laisse passer la fréquence sur laquelle il est accordé (fréquence de résonance), tandis qu'il atténue toutes les autres. De même,

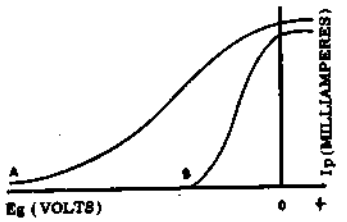


Fig. 1 A - Courbe Ip-Vg d'une pentode à pente variable. B) Pentode à forte pente fixe.

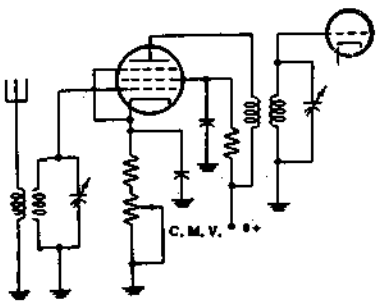


Fig. 2 - Commande manuelle de gain d'un étage amplificateur HF.

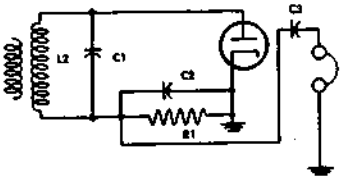


Fig. 3 A - Montage typique d'une détectrice diode. Le signal BF est recueilli aux bornes de R1 et C2.

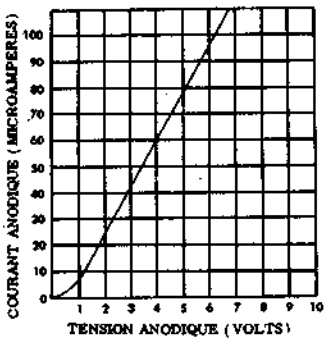


Fig. 3 B - Courbe caractéristique d'une diode.

la sensibilité augmente considérablement en raison de l'amplification apportée par chaque étage successif.

MONTAGES DETECTEURS

La détection a pour fonction de redresser et de filtrer le signal, ce qui sépare la modulation de l'onde porteuse. Dans la plupart des récepteurs, la détection se fait au moyen d'une lampe ou d'une diode à cristal. On compte six types différents de montages détecteurs à lampe: la détection par diode, par la plaque, par la grille, la détection à impédance infinie, la détection à réaction et à super-réaction. Le type le plus fréquemment utilisé dans les récepteurs modernes est le détecteur à diode (lampe ou cristal).

Détection diode

Considérons le montage détecteur par diode de la **figure 3-A:** aucune tension anodique n'est appliquée sur la plaque.

La tension à haute fréquence présente aux bornes du circuit oscillant constitué par L2 et C1 est appliquée directement sur la plaque de la diode. Etant donné que le courant ne peut passer à travers la diode que quand sa plaque est positive par rapport à la cathode, le courant à haute fréquence se trouve être automatiquement redressé. La diode est conductrice pendant l'alternance positive et le condensateur C2 se charge sous l'effet de la d.d.p. produite par le courant aux bornes de R1. Pendant l'autre alternance (quand la plaque devient négative), la diode ne conduit plus et C2 se décharge en partie dans R1 (résistance de charge). Mais la valeur ohmique de cette résistance est tellement grande que la décharge du condensateur ne peut se faire complètement avant l'alternance positive suivante. Il en résulte que la charge du condensateur C2 suit uniquement les crêtes positives du signal à haute fréquence. Etant donné que les signaux de modulation sont représentés, point par point, par ces crêtes (qui sont les enveloppes de la modulation), la charge de la capacité reproduit la basse fréquence de modulation.

La courbe courant/tension d'une diode est linéaire, sauf pour les valeurs très faibles de sa tension plaque (voir figure 3-B). Cela signifie que, si l'intensité du signal est suffisante, la réponse de la diode est linéaire et se maintient telle jusqu'à ce que le courant de saturation soit atteint. La fidélité de reproduction de la diode est très grande, même dans le cas de signaux dont le taux de modulation approche de 100% et son rendement dans un circuit correctement conçu peut atteindre 90%.

Par contre, la sensibilité et la sélectivité d'un étage détecteur à diode laissent à désirer; ces inconvénients sont toutefois peu sensibles dans les récepteurs modernes où la sélectivité et la sensibilité sont apportées par les étages amplificateurs précédant la détection.

Détection par l'anode

Considérons maintenant le montage de la **figure 4-A.** On constate qu'il représente un étage amplificateur à triode dans lequel la grille a été polarisée au voisinage de la tension d'interdiction du courant plaque (cut-off), de telle sorte qu'en l'absence de signal, le courant anodique soit extrêmement faible. Comme on peut le voir sur le graphique montrant la courbe caractéristique Ip/Vg. (figure 4-B), la triode n'est conductrice que pendant l'alternance positive de la tension de grille tandis que le courant anodique est presque nul pendant l'alternance négative. Le courant anodique apparaît donc sous forme de demi-sinusoïdes d'amplitudes variables et reproduit fidèlement l'allure du signal de modulation.

R1 et C2 fixent la polarisation cathodique de la triode, tandis que C3 et L3 forment un circuit de filtrage; en effet, C3 oppose une impédance élevée à la composante à basse fréquence (porteuse). L3 joue un rôle inverse, c'est-à-dire qu'elle bloque la HF et laisser passer la BF. Il en résulte que la haute fréquence résiduelle (porteuse) est dérivée vers la masse tandis que le cou-

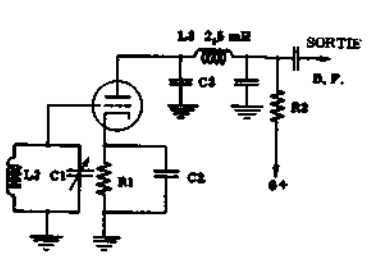


Fig. 4 A - Schéma de principe par caractéristique de plaque Le signal BF est recueilli aux bornes de R2, après avoir été filtré par C3 et L3.

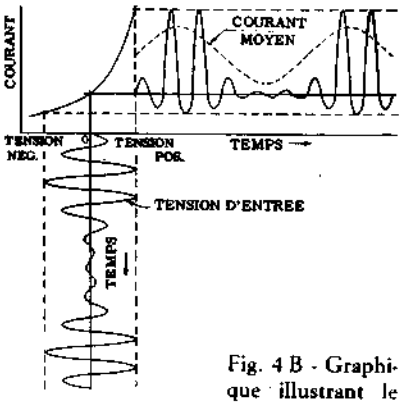


Fig. 4 B - Graphique illustrant le fonctionnement du détecteur par courbure de la caractéristique d'anode.

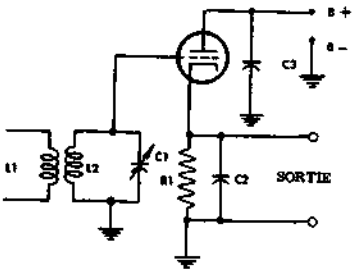


Fig. 5 - Schéma d'une détectrice à impédance infinie. Les signaux BF sont recueillis aux bornes de R1 et de C2.

rant à fréquence acoustique (modulation) est transmis librement.

R2 est la « résistance de charge », elle est parcourue par la composante BF du courant anodique; la chute de tension présente à ses bornes reproduit la tension de modulation qui est transmise à l'étage suivant.

La sensibilité et la sélectivité d'un détecteur par caractéristique de plaque sont excellentes. En effet, la sensibilité est élevée en raison de l'amplification apportée par le tube lui-même et la sélectivité l'est également du fait qu'aucun courant grille ne venant absorber une partie de l'énergie du signal, le facteur de surtension du circuit oscillant d'entrée reste très élevé.

La pureté de la détection n'est altérée que lorsque le signal a une amplitude si faible que le fonctionnement se situe dans la partie inférieure de la caractéristique (partie coudée), ou bien lorsque son amplitude est suffisamment grande pour atteindre le point de saturation du courant anodique.

L'amplitude minimale et maximale du signal à appliquer sont déterminées d'une part par la tension négative de la grille, et par la tension de saturation d'autre part. Pour un grand nombre de tubes électroniques, ces limites sont suffisamment étendues pour qu'il n'en résulte aucun inconvénient pratique.

Détecteur à impédance infinie

Il s'agit là d'un système de détection qui réunit les avantages de la détection par diode et ceux de la détection plaque. Comme dans le cas de diode, il admet des signaux d'amplitudes très différentes et, comme le détecteur anodique, il ne provoque aucun amortissement du circuit d'accord. Sa sensibilité et sa sélectivité sont donc excellentes.

La **figure 5** en donne le schéma de principe. Comme on le voit, R1 et C2 placés dans le circuit de cathode de la triode fournissent une tension de polarisation voisine de celle annulant le courant plaque. La capacité de C2 est telle qu'elle équivaut à un court-circuit pour la haute fréquence, tandis qu'elle ne laisse pas passer la basse fréquence.

En l'absence de signal sur la grille le courant anodique est minimum, la chute de tension aux bornes de R1 est donc très faible et de valeur constante. Pendant les alternances positives du signal, le courant anodique produit par la composante HF passe dans C2 qui le dérive vers la masse, tandis que la composante BF ne peut passer. Pendant l'alternance négative, C2 se décharge en partie à travers R1. On en déduit donc que le condensateur C2 se charge et se décharge au rythme des signaux BF de la modulation. Il en résulte que seul le courant à fréquence acoustique est présent aux bornes du circuit de sortie.

Toute augmentation de l'intensité du signal appliqué à la grille se traduit par une augmentation de l'amplitude du signal BF présent aux bornes de R1. Ainsi, à toute augmentation de la tension sur la grille correspond une augmentation de la tension sur la cathode. En d'autres termes, la tension de la cathode suit la tension de la grille, et celle-ci ne peut jamais devenir positive par rapport à la cathode elle-même. Il apparaît donc clairement que la grille restant toujours négative, aucun courant grille ne peut prendre naissance, l'impédance grille-cathode est toujours infinie et la lampe ne peut, en aucune façon, charger le circuit oscillant d'entrée. Le facteur de surtension Q de ce circuit conserve donc toujours sa valeur la plus élevée.

Détection par la grille

On peut assimiler ce système de détection à un détecteur diode suivi d'un étage amplificateur, avec la différence que tous deux sont réunis dans une seule lampe. En effet, la grille et la cathode de la triode agissent à la fois comme une diode et comme les électrodes d'un tube amplificateur. On peut d'ailleurs employer indifféremment une triode ou une pentode; la **figure 6-A** donne le schéma d'un étage détecteur par la grille, à lampe triode.

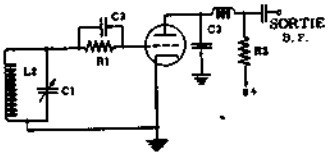


Fig. 6A - Schéma de principe d'une détection par la grille. Elle équivaut à une détection diode à laquelle s'ajoute une certaine amplification fournie par la triode.

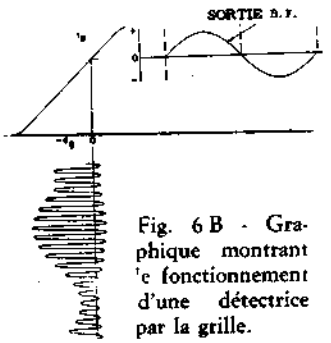


Fig. 6 B - Graphique montrant le fonctionnement d'une détectrice par la grille.

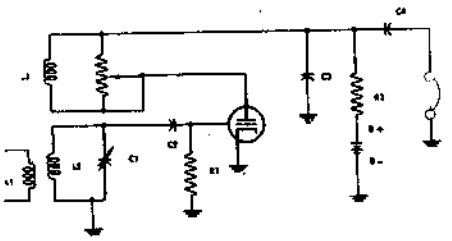
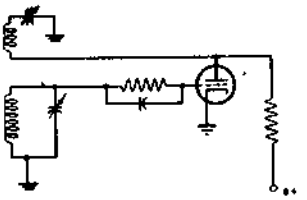


Fig. 7 - Schéma d'une détectrice à réaction. On peut constater qu'il est semblable à celui d'une détectrice grille. La réaction introduite par le couplage plaque et grille augmente considérablement la sensibilité.

Fig. 8 - Autre montage de détectrice à réaction. Dans ce cas, la réaction est contrôlée par un condensateur variable au lieu de l'être par un potentiomètre.



Lorsqu'on applique un signal sur la grille de la triode, un courant grille apparaît pendant les crêtes des alternances positives. Etant donné que la réactance pour la Haute Fréquence du condensateur de grille C2 est très inférieure à la résistance R1, le condensateur se charge pendant les alternances positives. Pendant l'alternance négative, le courant grille devient nul (ou très faible) et C2 se décharge partiellement à travers R1. La décharge de ce condensateur est tellement lente qu'il peut suivre les variations de d.d.p. de la modulation (BF), mais non celles de la porteuse (HF). Il en résulte qu'un signal à fréquence acoustique prend naissance aux bornes de R1-C2 et est appliqué à la grille de la triode pour y être amplifié.

Naturellement, seuls les signaux BF sont amplifiés et s'il reste quelques résidus de tension HF dans le circuit plaque du tube, ils sont dérivés à la masse par le condensateur C3 dont la réactance est très faible aux fréquences élevées.

Le signal amplifié est recueilli aux bornes de la résistance de charge anodique R2 laquelle, dans le cas d'une triode, peut être remplacée par l'enroulement primaire d'un transformateur BF. Ce dernier ne peut être employé dans le cas d'une pentode, car il devrait présenter une impédance pratiquement irréalisable pour charger convenablement le tube; on monte alors une résistance de charge de valeur assez élevée.

Normalement, ce type de détecteur peut fonctionner avec des signaux d'amplitude notable appliqués sur sa grille. Comme le montre la figure 6-**B**, le fonctionnement se situe dans la partie rectiligne de la courbe caractéristique i_p/v_g. Sa sensibilité est excellente, car le signal détecté est également amplifié par le tube; c'est en fait le plus sensible des détecteurs.

Par contre sa sélectivité est moins bonne que celle des deux montages précédents car la présence du courant grille, pendant une partie du cycle de fonctionnement, produit un amortissement du circuit d'accord et diminue son coefficient de surtension. Cependant la détection grille permet d'obtenir une reproduction fidèle des signaux dont l'amplitude peut varier largement.

Détectrice à réaction

La détectrice à réaction est un cas particulier de détection par la grille. Comme on le voit sur la **figure 7**, une bobine dite « de réaction » se trouve insérée dans le circuit anodique du tube et est couplée au circuit oscillant de grille auquel elle transmet une partie de l'énergie. Ce procédé permet de renforcer considérablement le signal d'entrée. En effet, le signal reçu est non seulement détecté et amplifié par la lampe (tout comme dans le cas d'une détection grille ordinaire), mais une partie de ce signal déjà amplifié est renvoyée à l'entrée du tube et subit une nouvelle amplification. Ce système permet d'obtenir une sensibilité très supérieure à celle de tous les autres types de détecteurs précédemment décrits. Toutefois, ce montage présente quelques difficultés pratiques et sa mise au point est assez critique.

Si la tension de réaction est trop élevée (couplage trop serré entre L2 et L3), le circuit fonctionne en oscillateur, produisant des sifflements intolérables dans le circuit de sortie et provoquant des interférences dans tous les récepteurs voisins. Cette tendance à l'auto-oscillation peut être profitable lorsqu'il s'agit de recevoir des signaux télégraphiques transmis en ondes entretenues, c'est-à-dire non modulées. Dans ce cas, la résistance variable R2 placée en parallèle sur la bobine de réaction L3 est réglée de manière à ce que le circuit entre en oscillations. La fréquence d'oscillation est légèrement différente de celle de réception (sur laquelle le circuit oscillant L2 et C1 est accordé) et cela produit dans les écouteurs un battement audible (entre le signal reçu et le signal local) dont la fréquence peut être réglée par R2.

Il existe d'autres montages de détectrice à réaction qui diffèrent légèrement de celui représenté sur la figure 7. Le principe reste toutefois le même et seuls les moyens pratiques diffèrent.

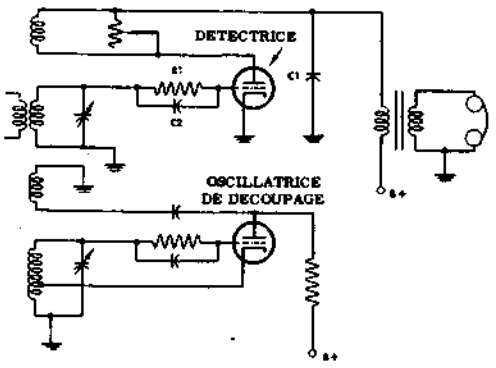


Fig. 9 - Schéma de principe d'une détectrice à super-réaction. Elle est à conseiller aux très hautes fréquences.

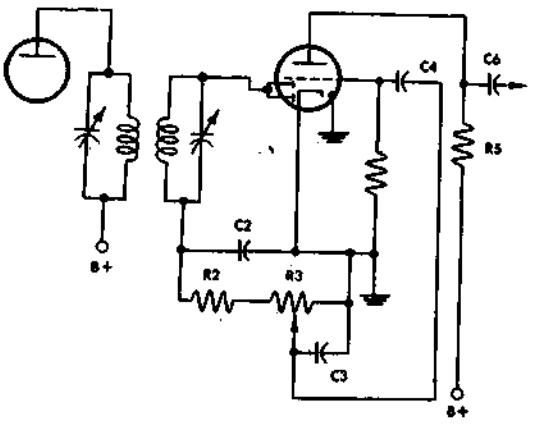


Fig. 10 - Schéma d'une détectrice diode. La diode est combinée avec une triode qui amplifie le signal BF. R3 est la commande manuelle de volume.

C'est ainsi que, par exemple, (voir **la figure 8**) la réaction peut être obtenue au moyen d'une bobine dont une extrémité est directement reliée à la plaque du tube, tandis que l'autre retourne à la masse à travers un condensateur variable.

Le contrôle de la réaction peut également se faire de diverses manières: on peut la contrôler au moyen d'un potentiomètre branché en parallèle sur la bobine de réaction, ou par un condensateur variable en parallèle ou en série avec cette bobine, ou encore en faisant varier le degré de couplage entre les deux bobines.

Dans le cas où la lampe est une pentode, la réaction peut être commandée au moyen d'un potentiomètre réglant la tension de la grille-écran. Dans ce cas le coefficient d'amplification du tube varie et, en conséquence, l'amplitude du signal présent dans le circuit plaque en fait de même. Il est évident que pour un couplage donné entre les deux bobines, la fraction de signal renvoyé sur la grille a une amplitude proportionnelle à celle du signal existant dans le circuit anodique du tube.

La réaction peut être positive ou négative. Dans le premier cas, le signal renvoyé de la plaque sur la grille est en phase avec le signal reçu, dans le second cas au contraire, il est en opposition de phase. Le passage de l'un à l'autre se fait en inversant les connexions aboutissant à la bobine de réaction. Dans le cas d'une détectrice à réaction, la réaction doit être positive.

Détectrice à super-réaction

Ce type de montage présente une grande analogie avec celui cité plus haut pour la réception des signaux télégraphiques.

Quand la détectrice oscille, l'amplitude des oscillations est commandée par l'amplitude du signal d'entrée à haute fréquence. Le temps d'oscillation est contrôlé par un oscillateur auxiliaire, dit oscillateur de découpage, fonctionnant sur une fréquence de l'ordre de 20 kHz, également couplé à la grille de commande de la lampe détectrice. Quand ses tensions sont en phase avec le signal reçu, la détectrice oscille, tandis que lorsqu'elles sont en opposition de phase, la détectrice est bloquée.

En conséquence, chaque fois que les oscillations se produisent, une tension pulsée dont l'amplitude est contrôlée par celle du signal Haute Fréquence reçu sur la grille est recueillie dans le circuit plaque de la lampe détectrice. Le montage est celui de la **figure 9**. Les impulsions successives ont donc une amplitude qui varie au rythme de la tension de modulation. Elles sont filtrées par C1, de telle sorte que seules les tensions à fréquence acoustique (modulation) parviennent au primaire du transformateur de sortie.

Pour éviter que la fréquence de découpage ne soit perçue dans les écouteurs, ce qui gênerait considérablement la réception des signaux de modulation, il faut que l'oscillateur de blocage fonctionne sur une fréquence située en dehors de la gamme des sons audibles; c'est pourquoi elle doit être de l'ordre de 20 kHz. En outre, le rapport entre la fréquence de l'onde reçue et celle de l'oscillateur auxiliaire doit être au moins de 100/1, pour éviter la production de bruits parasites très importants. Il en résulte qu'avec une fréquence de découpage de 20 kHz, la fréquence des signaux à recevoir doit être supérieure à 2 000 kHz.

Le montage à super - réaction convient particulièrement à la réception des VHF et il est encore employé quelquefois dans les récepteurs d'amateurs.

Les récepteurs à super-réaction sont compacts, légers et peu coûteux; ils consomment peu d'énergie pour leur alimentation et ils procurent une amplification énorme, compte tenu du petit nombre de lampes utilisées. La sensibilité est très grande, mais la fidélité et la sélectivité laissent fort à désirer à cause de l'amortissement du circuit d'accord par le courant grille de la détectrice. L'amplitude des signaux appliqués à ce détecteur peut varier dans de larges limites.

Détection avec lampe multiple

Une des lampes spéciales à éléments multiples employées en détection est la diode-triode (ou la diode-pentode).

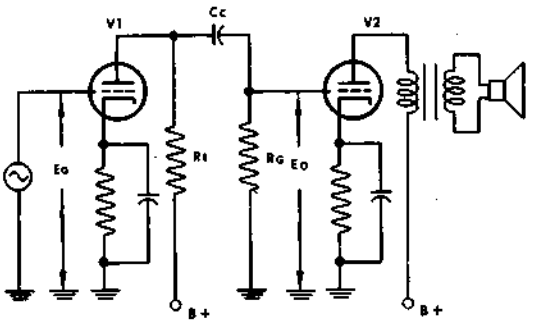


Fig. 11 - Amplificateur Basse Fréquence composé d'un étage préamplificateur et d'un étage amplificateur de puissance. A la place du générateur se branche la sortie de l'étage détecteur.

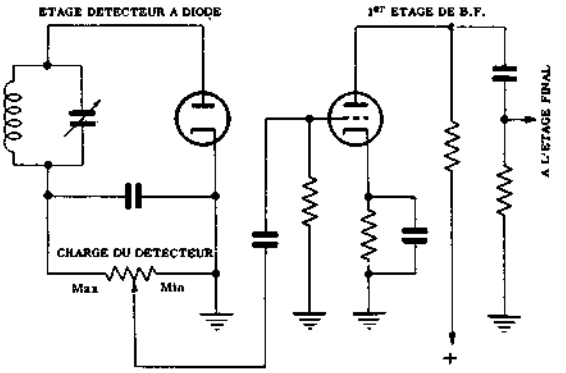


Fig. 12 - Dans ce montage de détection par diode, le potentiomètre monté en charge de diode sert de commande manuelle de volume.

La **figure 10** donne le schéma d'utilisation d'un tel type de tube; il montre un étage détecteur diode suivi d'un amplificateur BF à triode. Dans ce cas, une seule lampe fournit à la fois la détectrice et la préamplificatrice BF. Elle contient une triode, composée d'une cathode, d'une grille et d'une plaque, et de deux diodes. Dans notre circuit, les deux plaques des diodes sont reliées ensemble pour ne former qu'une seule diode. Le circuit accordé — branché entre les plaques des diode et la cathode — reçoit le signal, déjà amplifié par les étages précédents, et une d.d.p. se développe à ses bornes. Quand les plaques de la diode sont positives par rapport à la cathode, la diode devient conductrice.

R2 et R3, en série, constituent la résistance de charge de la diode; la haute fréquence résiduelle pouvant subsister après détection, est dérivée à la masse par C2. R3 est un potentiomètre qui prélève le signal B. F. sur une partie de la résistance de charge de la diode et l'applique sur la grille de la triode amplificatrice, à travers le condensateur de couplage C4. L'amplificateur BF triode, dont le gain est élevé, fournit la tension d'excitation à la grille d'une lampe amplificatrice de puissance. R5 est la charge de plaque de la triode.

LES ETAGES BASSE FREQUENCE

Il y a deux types d'amplicateurs BF: les amplificateurs de tension et les amplificateurs de puissance. Quand la Basse Fréquence (c'est-à-dire la modulation) doit être reproduite au moyen d'écouteurs, la partie BF d'un récepteur ne comporte qu'un ou deux étages amplificateurs de tension. Par contre, lorsqu'on désire une écoute sur haut-parleur, ou quand on veut brancher plusieurs écouteurs en parallèle, on utilise deux étages d'amplification ou plus, dont l'un est un amplificateur de tension et les autres, des amplificateurs de puissance.

L'amplificateur de tension BF a pour fonction de donner au signal une amplitude suffisante pour attaquer dans de bonnes conditions la grille de l'étage de puissance, ou pour faire fonctionner les écouteurs. Il peut être équipé soit d'une triode, soit d'une pentode. Dans la plupart des cas, on utilise un tube ayant un coefficient d'amplification moyen, particulièrement quand les étages précédant le détecteur, amplificateur HF ou MF, fournissent un signal déjà suffisamment amplifié. Habituellement, le couplage entre l'amplificatrice de tension et l'étage de puissance se fait par résistance et capacité.

L'amplification en tension d'une triode à pente moyenne, fonctionnant sur une fréquence de l'ordre de 1 000 Hz, est comprise entre 10 et 70 et sa résistance de charge doit être plusieurs fois supérieure à la résistance interne du tube. Nos lecteurs trouveront, dans nos 60ème et 63ème leçons, des tableaux donnant les valeurs des éléments et les tensions de fonctionnement pour un très grand nombre de types de lampes.

L'amplificateur de puissance transforme en quelque sorte, le courant continu d'alimentation en « puissance en courant alternatif ». Si nous utilisons une triode, elle devra avoir une faible résistance interne. Le transfert maximum de puissance, c'est-à-dire le meilleur rendement, est atteint lorsque l'impédance de charge est égale à la résistance interne; toutefois on la choisit de valeur plus faible pour réduire les distorsions. Généralement, les amplificateurs de puissance sont équipés de tétrodes à faisceaux ou pentodes, dont l'efficacité, c'est-à-dire le rendement, est supérieure à celle des triodes. Il existe en effet des tétrodes qui délivrent une puissance modulée double de celle fournie par une triode, avec une tension d'attaque de grille quatre fois plus faible que celle qui serait nécessaire pour la triode. Dans le cas de tétrodes ou de pentodes on prévoit une impédance de charge égale au dixième de la résistance interne du tube.

En nous reportant à la **figure 11** qui donne le schéma de principe d'un amplificateur Basse Fréquence à deux étages (amplification de tension et de puissance), nous voyons qu'un générateur placé dans le circuit de grille de V1 (amplificatrice de tension), figure la source du signal (il représente, en fait l'étage détecteur). Ce signal est amplifié par V1 et est transmis à la grille de V2 par le condensateur de liaison ou de couplage Cc. La lampe

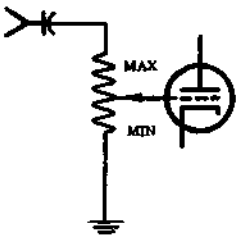


Fig. 13A - Montage d'une commande manuelle de volume à amplificateur à couplage par transformateur.

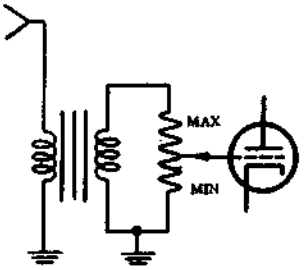


Fig. 13B - Montage d'une commande manuelle de volume à l'entrée d'un étage amplificateur à couplage par résistance-capacité.

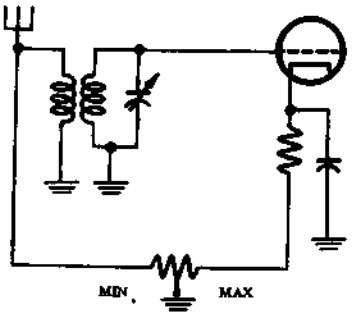


Fig. 14 - Dans ce schéma, le potentiomètre est branché de manière à commander le volume en agissant aussi bien sur l'amplification fournie par le tube (en faisant varier sa polarisation) que sur l'amplitude du signal capté par l'antenne (couplée à la grille de la lampe au moyen d'un transformateur à secondaire accordé).

V2 qui est l'amplificatrice de puissance, est couplée à son tour au haut-parleur au moyen d'un transformateur. Le rôle de celui-ci consiste à adapter l'impédance de la bobine mobile (qui est très faible) à l'impédance de plaque du tube de puissance (qui est élevée), ainsi que nous l'avons déjà expliqué (voir les leçons sur les transformateurs BF).

COMMANDE DU VOLUME SONORE

Les signaux captés par l'antenne ayant des intensités différentes selon la distance et la puissance de l'émetteur sur lequel l'appareil récepteur est accordé, et le volume sonore nécessaire à une écoute agréable étant fonction des goûts de l'auditeur et des dimensions de la pièce où est situé le récepteur, il faut de toute évidence que ce volume puisse être réglé à volonté. Dans un récepteur bien conçu, on s'efforce de faire en sorte que les signaux très faibles et ceux très puissants soient reproduits, et donc entendus avec la même intensité. Ce contrôle de la puissance sonore se fait au moyen de dispositifs appelés **commande de volume**, dont il existe trois types distincts: **a)** la commande manuelle de l'intensité des signaux BF; **b)** la commande manuelle de l'intensité des signaux HF; **c)** la commande automatique de l'amplification HF.

COMMANDE MANUELLE DE L'INTENSITE DU SIGNAL BF

La commande de l'intensité des signaux dans la partie basse fréquence d'un récepteur s'appelle **commande manuelle de volume**. On la réalise au moyen d'un potentiomètre monté en résistance de charge du détecteur **figure 12**. Le curseur de ce potentiomètre qui peut être déplacé d'un bout à l'autre de la résistance, peut prélever une partie plus ou moins grande de la tension BF fournie par le détecteur. De cette façon on dose l'amplitude du signal qui est ensuite envoyé sur la grille du premier tube amplificateur BF. Sur cette même figure sont indiquées les positions du curseur pour le maximum et le minimum de puissance sonore.

Le potentiomètre de commande manuelle de volume peut être branché de façon différente comme le montre la **figure 13**. En **A**, le détecteur est relié au sommet du potentiomètre par l'intermédiaire d'un condensateur de couplage; le curseur du potentiomètre va directement à la grille de commande de la première lampe amplificatrice BF. Le potentiomètre sert de résistance de fuite de grille et le curseur prélève la quantité de signal requise pour fournir le volume sonore désiré.

En **B** de cette même figure, l'étage détecteur est couplé à l'amplificatrice BF au moyen d'un transformateur; dans ce cas, le potentiomètre de commande manuelle de volume est branché aux bornes du secondaire et le curseur est relié directement à la grille du tube. Dans ce montage, le potentiomètre et le transformateur forment un circuit fermé (ils sont en parallèle l'un sur l'autre), et le curseur permet de prélever la tension du signal nécessaire pour attaquer la grille de la lampe amplificatrice.

COMMANDE MANUELLE DE L'AMPLIFICATION HF

L'amplitude des signaux à haute fréquence peut être commandée directement dans le circuit d'antenne. Dans ce cas, l'antenne est reliée au curseur d'un potentiomètre ou bien c'est le curseur qui est relié à la masse tandis que l'antenne est branchée à l'une de ses extrémités; ou bien encore, le curseur est relié à la grille de la première lampe amplificatrice HF par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison, tandis que le circuit accordé se trouve branché entre cette grille et la masse. Dans chacun de ces cas, le potentiomètre permet de doser la quantité du signal transmis à la grille.

L'amplitude du signal à haute fréquence peut également être contrôlée directement dans les divers étages d'amplification en faisant varier le gain de ces étages. Ce système est connu sous le nom de **commande manuelle de sensibilité**, ou de gain. Comme on le voit sur le schéma de la **figure 14**, une résistance variable est insérée dans le circuit de cathode de la lampe amplificatrice HF, en série avec une résistance fixe qui assure un mi-

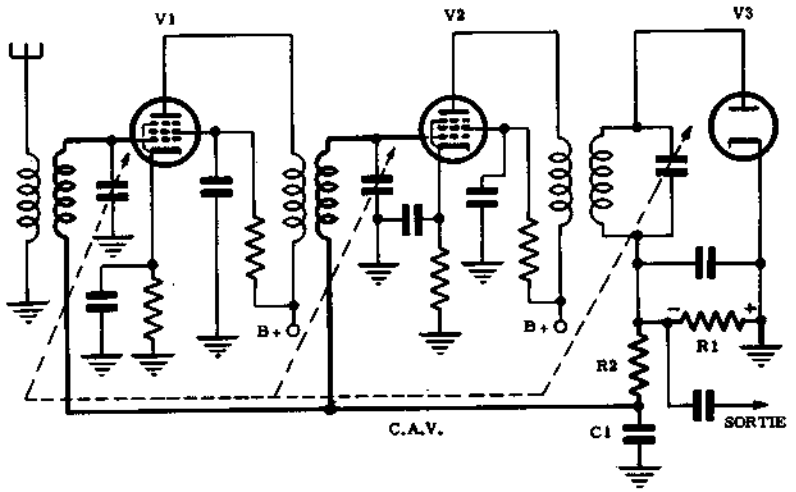


Fig. 15 - Amplificateur HF à circuits accordés. Les connexions relatives au circuit de CAV (Commande Automatique de Volume) ont été dessinées en traits gras.

nimum de tension de polarisation. En déplaçant le curseur on fait varier la tension de polarisation et en conséquence, l'amplification fournie par le tube. Il faut employer une lampe à pente variable qui seule permet d'obtenir une variation importante de gain sans introduire de distorsions. En pratique, le potentiomètre de commande manuelle de sensibilité est placé de préférence dans les circuits cathodiques de plusieurs étages, ce qui permet de contrôler simultanément le gain des divers étages amplificateurs HF et assure une commande plus souple et plus efficace.

La commande de volume sur l'antenne et la commande manuelle de gain peuvent être combinées au moyen d'un seul potentiomètre monté comme l'indique la figure 14. Dans ce montage, le potentiomètre contrôle aussi bien la valeur de la résistance placée en parallèle sur le primaire du transformateur d'entrée (antenne) que la tension de polarisation de la première lampe amplificatrice HF.

COMMANDE AUTOMATIQUE DE VOLUME

La commande de volume permet d'obtenir une puissance de sortie presque constante, que le signal reçu soit fort ou faible. Mais il n'est pas moins vrai que le phénomène connu sous le nom de « fading » (évanouissement), c'est-à-dire l'affaiblissement de l'onde par suite des perturbations rencontrées sur son parcours, et la grande diversité dans l'intensité de signaux reçus des émetteurs locaux ou lointains, font qu'il est impossible de trouver une position prédéterminée de la commande manuelle de volume procurant une puissance de sortie constante. C'est pour cette raison que l'on utilise la **commande de volume** (CAV) qui permet de pallier cet inconvénient et maintient à un niveau constant la puissance sonore fournie par le haut-parleur, quelle que soit l'intensité du signal reçu (tout au moins dans de larges limites). Généralement, la CAV commande le gain des étages amplificateurs HF précédant le détecteur, comme le montre la **figure 15**. Dans celle-ci, toute la partie du circuit concernant la CAV a été dessinée en traits gras.

Naturellement là encore, il faut employer des tubes à pente variable, pour les mêmes raisons que celles indiquées plus haut.

V1 et V2 sont les amplificatrices HF, tandis que V3 est la détectrice diode. La tension nécessaire à la commande automatique de volume est fournie par la composante continue de la tension détectée qui apparaît aux bornes de la résistance de charge R1 du détecteur. L'amplitude de cette tension dépend de l'amplitude du signal appliqué à la diode; de plus, si la diode est branchée dans le sens convenable (comme sur la figure), cette composante continue est négative par rapport à la masse.

Quand le signal reçu est de forte intensité, la tension présente aux bornes de R1 est élevée (en valeur absolue) et inversement. Cette tension négative variable est appliquée aux grilles de commande de V1 et de V2 à travers la résistance R2. Il en résulte une diminution du coefficient (ou de la pente) de ces tubes, diminution qui est fonction de l'amplitude du signal reçu. Si le signal reçu est faible, la tension de polarisation des tubes amplificateurs HF sera très réduite et leur gain sera élevé. Par contre, si le signal reçu est très puissant, la tension négative recueillie aux bornes de R1 et transmise aux grilles de V1 et de V2 sera importante et le gain de ces étages sera fortement réduit.

En résumé, la tension (négative) de CAV produit une diminution de l'amplification fournie par les lampes qui précèdent l'étage détecteur, mais comme cette diminution est proportionnelle à l'intensité du signal reçu à l'entrée du récepteur, la puissance de sortie (puissance sonore) reste pratiquement constante malgré les éventuelles variations du signal lui-même. Il convient en outre de noter que la diminution générale de l'amplification due au système de CAV est relativement peu importante comparée à l'amplification effective des divers étages.

Naturellement, on trouve aux bornes de R1 (outre

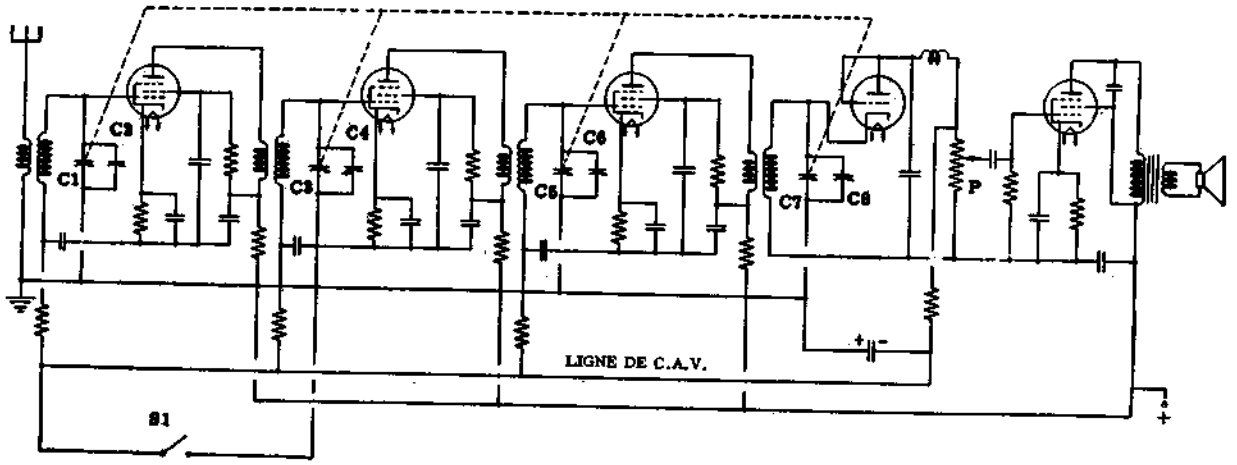


Fig. 16 - Schéma de principe d'un récepteur à amplification directe à 5 lampes. Les trois premiers tubes sont des amplificateurs HF, le quatrième est le détecteur et le cinquième est l'amplificateur de puissance BF. On remarquera la C.M.V. (P) et la ligne de C.A.V.

la composante continue) une tension alternative à fréquence acoustique (Basse Fréquence) qui est transmise à l'étage préamplificateur BF par un condensateur de liaison. Si cette tension était appliquée également aux grilles des tubes amplificateurs HF, il en résulterait de sévères distorsions; il faut donc prévoir un filtre — constitué par R2 et C1 — dont le rôle consiste à supprimer la composante BF et à ne transmettre que la tension négative de commande de CAV. La constante de temps de ce filtre est choisie de valeur telle que la composante alternative se trouve être totalement éliminée et que seule une tension continue est appliquée aux grilles de V1 et de V2.

RECEPTEUR A AMPLIFICATION DIRECTE

Nous avons étudié jusqu'à présent, étage par étage, les différentes parties d'un récepteur à amplification directe (ou à étages accordés), comprenant les amplificateurs HF, l'étage détecteur, l'amplificateur BF et les divers systèmes de commande de volume, c'est-à-dire de la puissance de sortie. Le moment est venu de rassembler ces différents circuits et de constituer le schéma d'un véritable récepteur à amplification directe, tel que celui dont le schéma de principe est donné sur la **figure 16.**

Nous voyons que l'antenne est couplée inductivement à la grille de la première lampe amplificatrice HF. Celle-ci est suivie de deux autres étages d'amplification HF et d'une détectrice (diode): quatre circuits oscillants (circuits d'accord HF) sont branchés à l'entrée de chaque étage et sont accordés simultanément par les condensateurs variables C1, C3, C5 et C7 montés sur un axe unique qui commande la rotation de tous les rotors en même temps. Les condensateurs C2, C4, C6 et C8 sont des ajustables réglés séparément pour obtenir l'alignement parfait des circuits, ce qui permet d'obtenir la commande unique, c'est-à-dire l'accord simultané de tous les circuits oscillants sur la même fréquence par un seul bouton. Tous ces étages sont couplés par des transformateurs HF, dont les primaires sont apériodiques.

Les trois étages amplificateurs HF sont équipés de pentodes à pente variable. La détection se fait au moyen d'une diode, qui est en réalité une triode dont la grille et la plaque ont été reliées ensemble, pour former une diode.

La sortie du détecteur est couplée capacitivement à l'étage amplificateur BF, constitué également par une pentode dont la plaque est reliée au haut-parleur par l'intermédiaire d'un transformateur de sortie classique.

Tous les étages amplificateurs sont polarisés par la cathode. Un seul potentiomètre P, permet le réglage du volume sonore.

Quand l'interrupteur S1 est fermé, la ligne de CAV est court-circuitée et le circuit correspondant ne fonctionne pas. On a donc à sa disposition trois sortes de commandes de volume: la commande manuelle de gain pour une position de l'interrupteur et une commande, soit manuelle soit automatique, dans l'autre.

L'alimentation haute tension peut se faire au moyen d'une valve redresseuse à vide, redressant les deux alternances du courant, suivie d'un filtre en « π » avec entrée par condensateur.

Ce type d'alimentation fournit une haute tension continue (égale à environ 0,9 fois la tension de crête du courant alternatif), mais la régulation de cette tension (stabilité de la tension lorsque la charge varie) laisse à désirer. Toutefois, le courant absorbé par le récepteur est d'une intensité relativement constante et ce type d'alimentation suffit dans la très grande majorité des cas. La tendance actuelle est de remplacer la valve redresseuse par des redresseurs à oxyde ou à semi-conducteurs (silicium).

Les récepteurs à amplification directe sont pratiquement abandonnés de nos jours et sont remplacés par les récepteurs superhétérodynes qui leur sont bien supérieurs en tous points car ils remédient à leurs principaux défauts qui sont: sensibilité et sélectivité non uniforme sur toute la gamme d'accord et difficulté d'obtenir un fonctionnement réellement satisfaisant aux fréquences élevées.

Leçon n° 66

SYMBOLES - ABREVIATIONS

C.M.V. = Commande manuelle de volume

C.A.V. = Commande automatique de volume

A_1 = Anode de la première section d'une lampe multiple.

A_2 = Anode de la deuxième section d'une lampe multiple.

E_i = Potentiel d'ionisation d'un tube à gaz.

E_e = Potentiel d'extinction d'un tube à gaz.

G_4 = Quatrième grille d'un tube multigrille.

G_5 = Cinquième grille d'un tube multigrille.

G_6 = Sixième grille d'un tube multigrille.

K_1 = Cathode de la première section d'une lampe multiple.

K_2 = Cathode de la deuxième section d'une lampe multiple.

V_{inv} = Tension inverse.

SYMBOLES SCHEMATIQUES


= Triode à gaz (Thyratron)


= Heptode


= Octode


= Diode-triode


= Double-diode triode


= Diode-pentode


= Double-diode pentode


= Double diode avec cathode commune


= Double diode avec cathodes séparées


= Triode-pentode avec cathode commune


= Triode-pentode avec cathodes séparées


= Triode-hexode


= Triode-heptode


= Oeil magique

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 64 et 65

N. 1 — Quel est jusqu'à présent le nombre maximal de grilles dans une lampe multigrille?

N. 2 — Pour quelles raisons construit-on des lampes multigrilles? Quels sont les avantages qu'elles présentent dans la construction des appareils électroniques?

N. 3 — Pour quelle raison, dans un tube à gaz, la tension d'ionisation est-elle supérieure à la tension d'extinction?

N. 4 — Quelle différence y a-t-il entre un tube à gaz pour courant continu et un tube à gaz pour courant alternatif? Est-il possible de les utiliser indifféremment?

N. 5 — Qu'entend-on par tension inverse maximale d'un tube à gaz? Pour quelle raison doit-on en tenir compte?

N. 6 — Quel est le gaz contenu dans un tube à cathode chaude?

N. 7 — Pour quelle raison les tubes à gaz à cathode chaude doivent-ils avoir leur filament chauffé avant l'application de la haute tension?

N. 8 — Qu'est-ce qu'un « thyratron »?

N. 9 — Quelles doivent être les caractéristiques d'un tube électronique destiné à fonctionner sur les très hautes fréquences?

N. 10 — Quels sont les principales différences entre un récepteur à réaction et un récepteur à étages accordés?

N. 11 — Quels sont les différents procédés de détection?

N. 12 — Quels sont les principaux inconvénients du récepteur à réaction?

N. 13 — Qu'appelle-t-on C.A.V.? A quoi sert-elle?

N. 14 — Comment la C.A.V. fonctionne-t-elle? Sur quels tubes est-elle normalement appliquée?

N. 15 — Quelle doit être la caractéristique d'une lampe commandée par la C.A.V.?

N. 16 — Pour quelle raison, dans un récepteur à amplification directe, doit-on prévoir des condensateurs ajustables branchés en parallèle sur les diverses sections du condensateur variable?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 499

N. 1 — La fréquence, l'amplitude ou la phase.

N. 2 — En appliquant un signal Basse Fréquence de telle façon que les tensions instantanées de ce signal fassent varier l'amplitude de la porteuse, sans en faire varier la fréquence.

N. 3 — Le taux de modulation est le rapport (en pourcentage) entre la tension de crête du signal de modulation et la tension de crête de la porteuse.

N. 4 — De trois parties: la porteuse elle-même et deux fréquences égales respectivement à la somme et à la différence de la porteuse et celle du signal de modulation. Ces deux fréquences (ou groupes de fréquences) constituent les bandes latérales.

N. 5 — Dans les bandes latérales.

N. 6 — La modulation d'amplitude est sensible aux interférences produites par des signaux parasites, comme par exemple les décharges électriques, les champs électromagnétiques,... qui se traduisent sous forme de craquements, ou de crachements, mêlés à la modulation. La modulation de fréquence, par contre, n'en est pas affectée.

N. 7 — Le signal de modulation, appliqué à un circuit spécial, fait varier la fréquence de la porteuse.

N. 8 — Dans la modulation de phase, le signal de modulation fait varier la phase instantanée de la porteuse.

N. 9 — Parce que dans une modulation à 100%, lorsque les deux signaux sont en phase, la puissance de la porteuse modulée est double de celle de la porteuse non modulée; tandis que lorsqu'ils sont en opposition de phase, la porteuse modulée se réduit à zéro. Si la puissance de modulation était supérieure, la modulation serait plus grande que 100%.

N. 10 — Parce que la variation de la résistance entre les grains de charbon produit d'assez fortes variations de tension.

N. 11 — Il adapte l'impédance du microphone à celle de l'entrée d'un étage amplificateur.

N. 12 — Les microphones à ruban et les microphones dynamiques.

N. 13 — Il adapte l'impédance d'une ligne microphonique à l'impédance d'entrée de l'étage amplificateur.

N. 14 — Parce que ces vibrations produisent des variations de la capacité, lesquelles se traduisent en impulsions électriques aux bornes d'une résistance de charge.

N. 15 — Il crée un champ magnétique constant qui est coupé par la bobine mobile ou le ruban, entrant en vibrations sous l'effet des ondes sonores, ce qui produit un courant variable.

N. 16 — Le premier reçoit indifféremment les sons provenant de toutes les directions, tandis que le second ne reçoit que ceux émis de face.

N. 17 — Dans le premier, le champ magnétique est produit par le passage d'un courant continu dans l'enroulement d'excitation, tandis que le second est pourvu d'un aimant permanent.

N. 18 — Celui de transformer un signal électrique en impulsion magnétique qui, sous l'effet du champ magnétique constant, se traduit en vibrations mécaniques.

Les récepteurs que nous avons décrit jusqu'ici pour être construits par nos lecteurs (particulièrement par ceux qui ont commencé l'étude de la Radio avec notre Cours), se caractérisaient par leur faible puissance de reproduction et, surtout, par leur faible sensibilité et leur médiocre sélectivité. C'est pourquoi nous avions conseillé de réaliser ces appareils, très simples, dans le seul but de s'initier à la pratique de la construction radio-électrique et non pour les conserver comme récepteurs d'usage courant. Les différentes études relatives aux divers montages d'amplificateurs à tubes électroniques que nous venons de faire nous permettent d'affronter maintenant, en toute connaissance de cause, les divers circuits à lampes et par conséquent, de nous attaquer à la construction d'appareils récepteurs plus complexes. La théorie des récepteurs à lampes, du moins celle des récepteurs à amplification directe, a été développée dans la précédente leçon; dans celle-ci, nous voulons aborder le côté pratique de la question et fournir à nos lecteurs les indications nécessaires à une réalisation effective. Cette fois-ci, le récepteur décrit, bien qu'étant encore un appareil très simple pour amateur débutant, possède certaines caractéristiques intéressantes pouvant justifier son utilisation comme récepteur destiné à l'écoute régulière des émissions sur ondes moyennes et sur ondes courtes.

LE SCHEMA ELECTRIQUE

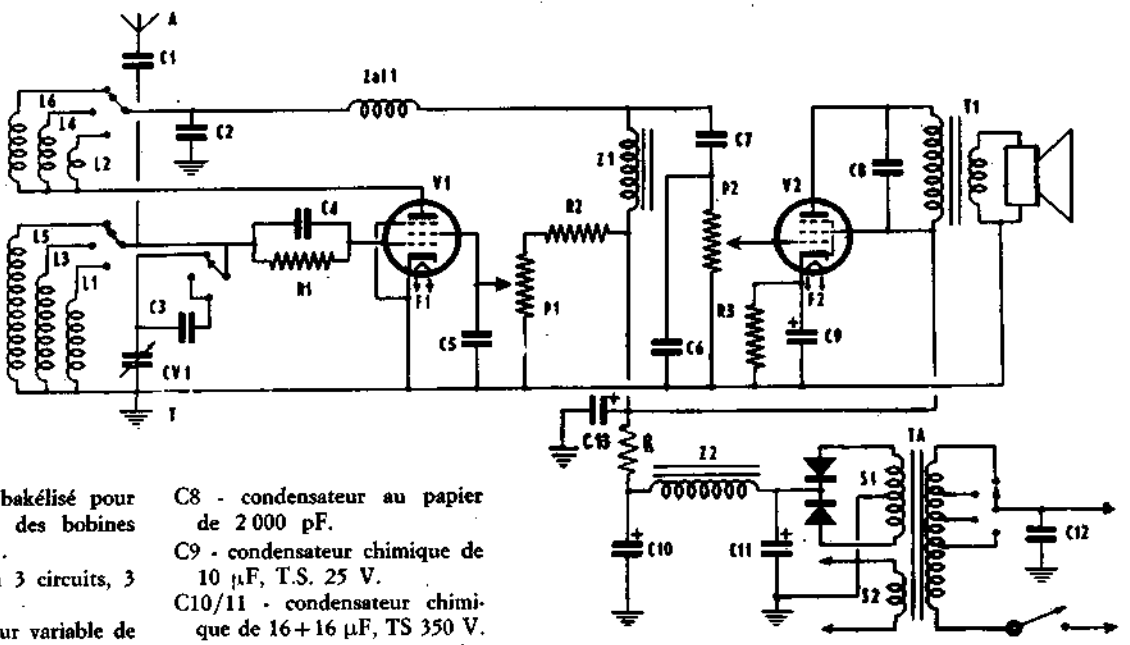
Le récepteur se compose d'un étage détecteur de rendement très élevé, d'un étage amplificateur Basse Fréquence à forte amplification et d'une alimentation sur le réseau de distribution à courant alternatif (**figure 1**).

Nous verrons ici avec la lampe V1, l'application pratique du système de détection à réaction que nous avons étudié dans la leçon précédente. Mis à part le procédé de détection par super-réaction (qui ne peut être utilisé que sur les très hautes fréquences), la détectrice à réaction est sans nul doute, le moyen le plus simple permettant d'obtenir une sensibilité élevée.

La réaction — qui caractérise le montage — se fait par l'intermédiaire de la bobine L6 qui est couplée à L5: la première peut donc être appelée bobine de réaction, tandis que la seconde est évidemment la bobine d'accord. La tension d'écran de la pentode détectrice peut être réglée au moyen du potentiomètre P1, à une valeur telle que la lampe se trouve être placée près du point d'oscillation. Il est évident que l'entrée en oscillations ne doit pas se produire, mais toutefois, P1 doit être réglé pour s'en rapprocher le plus possible: car c'est près de ce point que la sensibilité est la plus élevée.

Un contacteur à trois circuits et trois positions permet de brancher les bobines L4 et L2 à la place de L6 et en même temps, L3 et L1 à la place de L5.

RECEPTEUR A DEUX LAMPES



Tube de carton bakélisé pour la construction des bobines (voir figure 2).

S1 - contacteur à 3 circuits, 3 positions.

CV1 - condensateur variable de 490 pF.

C1 - condensateur au mica de 50 pF.

C2 - condensateur au papier de 200 pF.

C3 - condensateur au mica de 88 pF (environ).

C4 - condensateur au mica de 250 pF.

C5 - condensateur au papier de 0,1 µF.

C6 - condensateur au papier de 500 pF.

C7 - condensateur au papier de 0,01 µF.

C8 - condensateur au papier de 2 000 pF.

C9 - condensateur chimique de 10 µF, T.S. 25 V.

C10/11 - condensateur chimique de 16+16 µF, TS 350 V.

C12 - condensateur au papier de 10 000 µF, TE I 500 V.

C13 - condensateur chimique de de 8 µF, TS 350 V.

R1 - résistance de 2 mégohms, 0,5 watt.

R2 - résistance de 200 000 ohms, 0,5 watt.

R3 - résistance de 250 ohms, 2 watts.

P1 - potentiomètre de 500 000 ohms (linéaire).

P2 - potentiomètre de 500 000 ohms (logarithmique), avec interrupteur.

R - resistance de 1 000 ohms - 5 watts.

V1 - 6BA6 ou EF93

V2 - 6AQ5 ou EL90

Zaf1 - self d'arrêt HF: 30 mH

Z1 - impédance BF: 40 H.

2 redresseurs à oxyde.

1 plaquette porte-fusible à 4 ou 6 positions.

1 haut-parleur de 16 cm, avec transformateur pour lampe 6AQ5.

1 trasformateur d'alimentation: 235 x 2 (50 mA) et 6,3 (2,5 A).

1 bobine de filtre 8H-75 mA.

1 plaquette Antenne - Terre. 2 supports de lampe.

1 châssis de 20 x 14 x 6 cm.

1 cordon secteur.

1 cordon de haut-parleur.

Vis, fil de câblage, soudure, boutons et cadrans.

La commutation de ces bobines dont la self-induction est de valeur différente permet l'accord du récepteur dans trois gammes d'onde distinctes. C'est ainsi qu'avec l'ensemble L5-L6, nous aurons les valeurs d'inductances nécessaires à la réception de la gamme des ondes moyennes (de 200 à 600 mètres environ), avec L3-L4 nous pourrons recevoir les ondes courtes de 35 à 55 mètres et avec L1-L2, celles de 21 à 35 mètres.

Le condensateur variable CV_1 branché en parallèle sur les bobines d'accord (L1, L3, L5) comporte une seule section de valeur convenable pour couvrir, sur sa rotation complète, toute la gamme des ondes moyennes. Sa capacité maximum est de 490 pF. Si une telle capacité était placée en parallèle sur les bobines pour ondes courtes, on couvrirait une gamme beaucoup trop étendue et, en raison du fort rapport C/L, la plus petite rotation du bouton d'accord (bouton de commande de CV_1) provoquerait une variation importante de la fréquence; en d'autres termes, l'accord sur les stations serait extrêmement critique et très instable. C'est pourquoi il est préférable d'utiliser une plus faible capacité pour l'accord sur ondes courtes qui, distribuée sur toute la rotation du condensateur variable, permet un accord plus facile et plus stable. Il existe des condensateurs variables ayant deux sections de capacité différente, nous le savons déjà, mais pour éviter l'acquisition d'un nouveau condensateur à ceux de nos lecteurs ayant réalisé les appareils précédents, nous avons adopté la solution très simple figurée sur le schéma. En reliant deux condensateurs en série — dans notre cas, CV_1 et C3 — nous savons que la capacité résultante est donnée par la formule $(CV_1 \times C3) : (CV_1 + C3)$.

Etant donné que la capacité totale nécessaire à l'accord des gammes d'ondes courtes choisies doit être de 75 pF, l'expression ci-dessus devra donner 75 pour résultat. Connaissant la capacité maximum de CV_1 qui est de 490 pF (lames complètement engagées), nous aurons:

$$(CV_1 \times C3) : (CV_1 + 3) = 75$$
$$(490 \times C_3) : (490 + C_3) = 75$$
$$490 \times C_3 = 75\ (490 + C_3)$$
$$490 \times C_3 = (75 \times 490) + (75 \times C_3)$$
$$(490 \times C_3) - (75 \times C_3) = 75 \times 490$$
$$415 \times C_3 = 36\,750$$
$$C_3 = 36\,750 : 415 = 88{,}5 \text{ pF}$$

Ainsi, en plaçant en série avec le condensateur variable de 490 pF une capacité fixe de 88 pF, nous

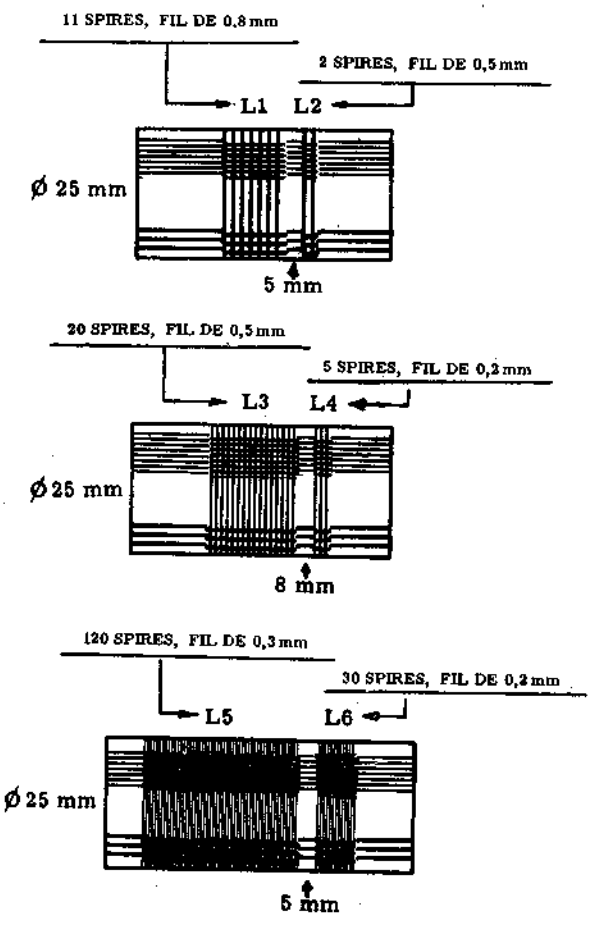


Fig. 2 - Construction des bobinages d'accord

La longueur des tubes pour les deux bobines ondes courtes est de 4 cm; celui pour la bobine ondes moyennes est de 5 cm. Le début du bobinage de L1 (côté gauche de la figure) est relié à la masse; la fin de cet enroulement est relié à la cosse correspondante du contacteur (grille). Le début de la bobine L2 (côté gauche) est relié à la cosse correspondante du contacteur (plaque) et l'autre extrémité à la haute tension. Ceci est également valable pour les autres bobinages.

L1 sera bobinée à spires espacées pour occuper une longueur de 15 mm; les autres enroulements se feront à spires jointives. Les autres données sont indiquées sur la figure. Les extrémités des fils des enroulements pourront servir à relier les bobinages aux points correspondants indiqués sur le schéma.

ferons en sorte que la capacité maximum de l'ensemble soit de 75 pF. L'accord sur les ondes courtes en sera grandement facilité et nous aurons employé un condensateur variable à une seule section.

Naturellement si nous disposions d'un condensateur à deux sections (pourvu que celles-ci soient de 425 et de 75 pF), on pourrait éliminer C3 et faire en sorte que la commutation nous permette d'additionner (branchement en parallèle) les deux sections pour les ondes moyennes et d'utiliser la seule section de 75 pF pour la réception des ondes courtes.

La détection proprement dite, mis à part le système de réaction, se fait par la grille au moyen de la combinaison C4-R1. Pour en terminer avec la partie haute fréquence, nous dirons qu'une simplification notable a été apportée par la suppression de l'enroulement primaire d'antenne, ce qui nous permet d'éviter l'utilisation d'un contacteur à quatre circuits. L'antenne étant reliée directement au circuit accordé à travers C1, son influence se fera plus fortement sentir: c'est pourquoi il sera utile d'essayer diverses valeurs de capacité pour C1 afin de déterminer la valeur convenant le mieux selon le type d'antenne utilisé. En principe, plus la capacité de C_1 est faible, plus la sélectivité du circuit augmente (au détriment, parfois, de la sensibilité) et il sera souvent nécessaire d'agir dans ce sens, car le couplage adopté donne une sélectivité moins grande que celle obtenue au moyen d'un bobinage d'antenne.

Le rôle de C_2 est de dériver à la masse la HF résiduelle pouvant encore se trouver du côté « froid » de la bobine de réaction. Zaf_1 est une bobine d'arrêt (ou self de choc) qui contribue également à éviter que la HF ne passe dans l'amplificateur Basse Fréquence.

La charge de la lampe détectrice (aux bornes de laquelle on recueille le signal) est constituée par l'impédance Basse Fréquence Z_1. Avec cette impédance, nous avons le double avantage de présenter à la lampe une charge de valeur assez élevée (souvent supérieure à celle du primaire d'un transformateur), tout en conservant une tension plaque élevée (beaucoup plus grande si, à la place de Z_1 nous avions comme charge une résistance de valeur appropriée).

Le signal détecté, débarassé de toute trace de haute fréquence, est transmis, par l'intermédiaire du condensateur de liaison C_7, au potentiomètre P_2 dont le curseur est relié à la grille de V_2. Ce potentiomètre qui est la commande manuelle de volume, permet de doser l'amplitude du signal transmis à l'amplificateur BF.

La lampe V_2 — pentode amplificatrice de puissance — peut délivrer une puissance modulée suffisante pour permettre l'utilisation d'un haut-parleur de diamètre moyen (12 - 16 cm). Elle est polarisée par la cathode (au moyen de R_3 qui produit une chute de tension sous l'effet du passage du courant anodique et de grille-écran). Pour que la cathode de ce tube soit au potentiel de la masse au point de vue Basse Fréquence, un condensateur C_9, de capacité élevée (du type électrolytique) est mis en parallèle sur la résistance de polarisation (R_3) et élimine toute fluctuation à ses bornes.

La charge de V_2 est évidemment constituée par le primaire du transformateur de sortie T_1. Un condensateur fixe C_8 en parallèle sur le primaire, élimine une partie des fréquences acoustiques les plus élevées et améliore la qualité de la reproduction. Le condensateur C_8 joue le rôle d'un correcteur de « tonalité » de type fixe. Il va de soi que la valeur de ce condensateur peut être différente de celle indiquée sur le schéma; on choisira celle qui donnera les sons les plus agréables à l'oreille de l'auditeur. Le transformateur T_1 doit avoir une impédance primaire de 5 000 ohms (charge convenant à V_2) et un secondaire de quelques ohms (égale à l'impédance de la bobine mobile du haut-parleur qui est généralement comprise entre 2 et 3 ohms). Le transformateur T_1 est très souvent fixé sur le haut-parleur lui-même (et non sur le châssis du récepteur), de même que le condensateur C_8.

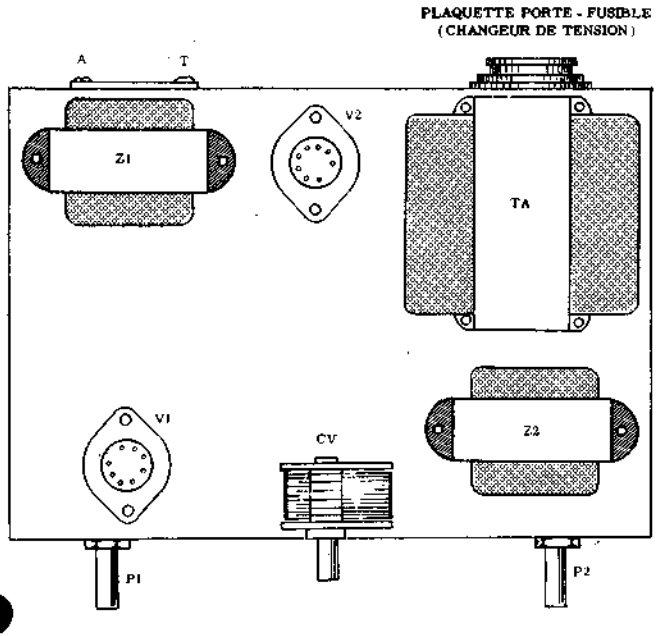


Fig. 3 - Plan du châssis

Suggestions pour la disposition des pièces sur le châssis d'aluminium ou de tôle de 20 x 14 x 6 cm. Si cela est vraiment nécessaire, on peut rapprocher les éléments de telle manière que l'encombrement total soit plus réduit, en respectant toutefois les emplacements indiqués sur le plan. Un panneau métallique sera disposé sur la face avant.

Pour en terminer avec l'examen du schéma, il ne nous reste plus qu'à donner quelques indications concernant la partie alimentation. La tendance moderne nous a conduit à remplacer la valve redresseuse par deux redresseurs à oxyde, au moyen desquels on redresse les deux alternances du courant. Le transformateur d'alimentation TA comporte un secondaire S_1 qui fournit la haute tension et un autre secondaire S_2 pour la tension de chauffage des filaments des tubes V_1 et V_2 (F_1 et F_2). Une extrémité de ce secondaire, comme le point milieu de l'enroulement haute tension, est mis à la masse. Le système de filtrage destiné à niveller la tension redressée est du type classique, il est constitué par C_{10}-Z_2-C_{11}. Du côté du primaire de TA, une plaquette porte-fusible permet l'adaptation aux différentes tensions du secteur, tandis qu'un condensateur fixe C_{12} dévie vers la masse les tensions perturbatrices éventuellement présentes sur les fils du secteur qui risqueraient si elles n'étaient pas éliminées de produire des ronflements désagréables.

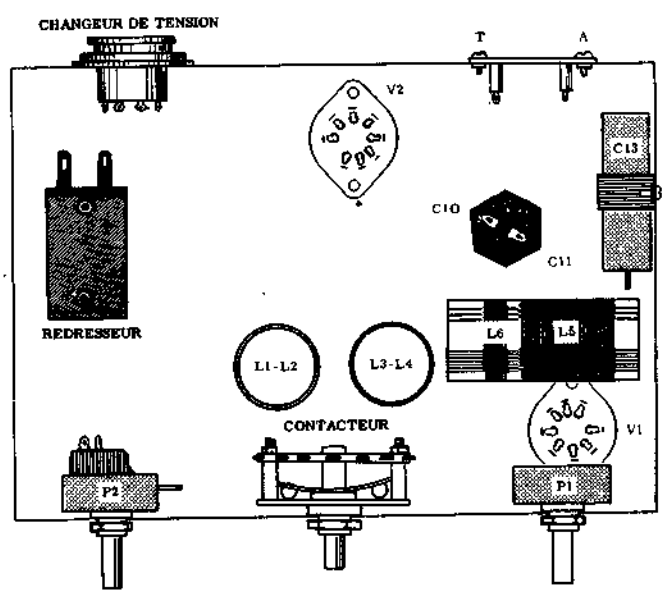


Fig. 4 - Le même châssis vu par-dessous. Le contacteur de gammes est placé sous le condensateur variable d'accord CV1 qui devra être muni d'un cadran de grande dimension pour faciliter la recherche des stations (le bouton de commande du contacteur sera choisi de petit diamètre pour ne pas gêner le cadran du CV). Les condensateurs électrolytiques C10 et C11 peuvent également être du type cartouche carton à cosses, comme C 13.

MONTAGE

La réalisation de cet appareil nécessite la construction des bobinages; toutes les indications utiles à cet effet sont données sur la **figure 2**. La disposition des éléments sur le châssis (**figures 3** et **4**) n'est donnée qu'à titre indicatif; il est possible d'y apporter de nombreuses variantes, sans aucun préjudice pour le fonctionnement du récepteur, et tout dépendra des composants et du type de châssis utilisé (châssis standard ou « sur mesure »). Ce qui est important, c'est que le contacteur de gammes et les bobines correspondantes soient placées à proximité les unes des autres et non loin de V_1. Etant donné les différentes réalisations mécaniques possibles, nous n'avons pas jugé utile de donner un plan de câblage complet comportant la position des résistances et des condensateurs.

Les diverses commandes seront munies de boutons et de cadrans; un cadran gradué de grande dimension sera utilisé pour la commande du condensateur variable d'accord CV_1 ce qui facilitera la recherche et l'identification des stations. On remarquera que l'interrupteur général de mise en marche est combiné avec le potentiomètre de commande de volume P_2. On prendra soin de respecter la polarité des condensateurs électrolytiques (C9, C10 et C11).

Les connexions allant aux grilles des deux lampes devront être aussi courtes que possible et seront suffisamment éloignées des filaments afin d'éviter des couplages parasites susceptibles d'introduire des ronflements.

Les condensateurs fixes au papier seront câblés de telle sorte que leur extrémité marquée par un anneau imprimé sur leur enveloppe soit reliée au point ayant la plus faible impédance par rapport à la masse. Par exemple, dans le cas du condensateur C_5, cette extrémité sera mise à la masse, tandis que pour C_7, elle sera reliée à Z_1.

Comme pour tous les autres appareils réalisés jusqu'ici, une fois le montage terminé et les divers boutons de commande fixés sur les axes correspondants,

on vérifiera avec soin le câblage et l'on s'assurera qu'il n'y a aucune erreur de branchement, qu'aucune connexion n'a été omise et que toutes les soudures ont été correctement faites.

Si tout est en ordre, on pourra passer à la mise au point du récepteur.

MISE AU POINT ET FONCTIONNEMENT

La première opération consiste à vérifier — l'appareil étant éteint — qu'il n'y a pas de court-circuit du côté de l'alimentation. Avec l'ohmmètre sur sa sensibilité la plus élevée, on mesurera la résistance aux bornes de C_{11}, que l'on devra trouver de l'ordre de 500 000 ohms environ. Telle est la valeur de la résistance de dispersion des condensateurs C_{11} et C_{10}, en parallèle à travers Z_2.

Cela fait (les lampes n'étant pas encore placées dans leurs supports), on branchera l'appareil au secteur, après s'être assuré que le fusible est placé sur la position correspondant à la tension du réseau de distribution électrique. Une fois le récepteur mis sous tension, on contrôlera au moyen d'un contrôleur universel, sur la position « volts C.A. », que la tension aux bornes du secondaire S_1 de TA est d'environ 470 volts, et que celle aux bornes de S_2 (tension filaments) est bien de 6,3 volts. On éteindra l'appareil et on placera les lampes dans les supports correspondants. Après avoir allumé à nouveau le récepteur, on mesurera la tension aux bornes de C_{11}. Cette tension continue sera de l'ordre de 350 volts au début et baissera lentement, au fur et à mesure que les cathodes se chaufferont, pour se stabiliser aux environs 250 volts.

En utilisant une antenne provisoire, ou l'antenne définitive si celle-ci est déjà installée, il ne sera pas difficile — en tournant lentement le condensateur d'accord CV_1 — de capter quelque émission. Ce premier essai se fera de préférence sur la gamme des ondes moyennes où les réglages sont plus faciles. En ce qui concerne l'antenne, nous dirons immédiatement que dans le cas où l'on désire conserver ce récepteur pour un usage permanent, il sera nécessaire de monter une antenne extérieure. Avec une telle antenne, particulièrement sur les ondes courtes, ce récepteur permet d'obtenir des résultats véritablement surprenants, grâce à l'utilisation de la réaction.

Etant réglé sur une station au moyen de CV_1, on remarquera combien la position du curseur de P_1 influe sur la réception. En tournant le condensateur variable de part et d'autre du réglage de la station, on constatera que la réception est précédée et suivie par deux « sifflements », plus ou moins accentués selon la position du potentiomètre. Ce dernier sera réglé différemment selon l'intensité du signal reçu et l'on remarquera que la sensibilité la plus élevée correspond à la position voisine du point « d'accrochage » (c'est-à-dire du point où le récepteur commence à entrer en oscillations); avec un peu de pratique, il ne sera pas difficile de manœuvrer P_1 pour trouver le réglage correspondant à la meilleure réception.

Ces essais seront fait avec P_2 à la moitié ou trois-quarts de sa course. Ce potentiomètre sert uniquement au réglage de la puissance sonore et n'influe nullement sur la sensibilité et l'accord, tandis que lorsqu'on manœuvre le potentiomètre de réaction P_1, il est souvent nécessaire de retoucher en même temps au réglage du condensateur variable CV_1.

En présence d'un émetteur local qui du fait de sa fréquence et de sa puissance, empêche la réception d'autres stations, on peut monter un filtre d'antenne. On reverra ce qui a déjà été dit à ce sujet à la leçon 41.

Nous avons supposé jusqu'ici que tout s'est déroulé parfaitement, mais il est évident qu'une erreur est toujours possible et que celle-ci n'est pas très grave et n'entraîne pas de dommages pour certains composants du circuit. C'est pourquoi il est recommandé de vérifier plusieurs fois le montage avant de le mettre sous tension.

Dans le cas où l'on ne peut parvenir à recevoir une station, il conviendra de réviser rationnellement l'appareil. Pour cela, on le considérera comme composé de trois parties distinctes que l'on vérifiera séparément les unes des autres.

On contrôlera tout d'abord les tensions d'alimentation; elles doivent être présentes où l'indique le schéma électrique, c'est-à-dire sur les électrodes des tubes, à la sortie du filtre d'alimentation.

Si la partie alimentation est correcte et fonctionne normalement, on s'assurera du fonctionnement de l'étage amplificateur Basse Fréquence en touchant du doigt le curseur du potentiomètre P_2, tourné dans le sens donnant la puissance maximum. Cela équivaut à introduire une tension de ronflement sur la grille du tube V_2 et ce ronflement, amplifié par la lampe, doit s'entendre très fortement dans le haut-parleur. Ce procédé, primitif peut-être, est extrêmement utile car il permet de se rendre compte, très facilement, du fonctionnement ou du non-fonctionnement d'un amplificateur.

Si l'alimentation et la partie BF sont en état de marche, il ne reste plus qu'à vérifier la partie détection et les circuits annexes. Là encore, en plaçant le doigt sur la cosse grille du support de lampe V_1, on doit entendre un fort ronflement dans le haut-parleur. Si la réaction ne se produit pas (impossibilité de faire osciller le tube), il conviendra d'intervertir les connexions aboutissant à la bobine de réaction, car celle-ci ne peut se produire que si le couplage entre la bobine d'accord et celle de réaction se fait dans le sens convenable.

Si on le désire, l'étage amplificateur BF peut être utilisé comme amplificateur phonographique; pour cela, il suffira de relier la tête de lecture par un câble blindé dont le fil central sera relié à la cosse supérieure de P_2 et le blindage à la masse, c'est-à-dire à la cosse inférieure.

Ce récepteur n'a pas été conçu pour recevoir des modifications ultérieures susceptibles d'en améliorer les performances (le filtre d'antenne, dont il a été question plus haut, excepté). L'adjonction d'étages supplémentaires serait superflue. Après avoir construit cet appareil d'initiation, le lecteur pourra entreprendre la construction de récepteurs superhétérodynes (après avoir étudié leur théorie dans de futures leçons), sans s'attarder à la réalisation de récepteurs à amplification directe — à un ou plusieurs étages amplificateurs HF avant le détecteur — qui ne sont plus utilisés de nos jours.

Leçon n° 67

LES OSCILLATEURS

THEORIE DU FONCTIONNEMENT DES OSCILLATEURS A HAUTE FREQUENCE

Une des fonctions essentielles d'un appareillage destiné aux communications par Radio réside dans la production des oscillations à haute fréquence. On utilisa tout d'abord, à cet effet, des alternateurs rotatifs — analogues à ceux employés de nos jours pour la production des courants alternatifs industriels à 50 hertz — et l'on réussit ainsi à produire des fréquences allant jusqu'à 50 kHz. Il est évident, toutefois, que ces procédés mécaniques ne pouvaient convenir à la production des fréquences beaucoup plus élevées utilisées actuellement en Electronique.

C'est pourquoi, mettant à profit la faculté exceptionnelle d'amplification du tube électronique, on passa très rapidement à son utilisation comme générateur d'oscillations, c'est-à-dire de courant alternatif.

Pour provoquer l'oscillation d'un étage amplificateur, il faut que son circuit de sortie (plaque) soit couplé à son circuit d'entrée (grille) de telle sorte qu'une fraction de la tension de sortie soit renvoyée à l'entrée et que sa phase soit telle qu'elle provoque le renforcement du signal grille. La fraction de signal renvoyée à l'entrée, par « réaction », est amplifiée à nouveau par le tube et, lorsque son amplitude dépasse une valeur « critique » déterminée, les oscillations prennent naissance.

Le lecteur se rappellera que nous avons étudié, il y a peu de temps, un montage de ce genre lorsque nous avons parlé de la détectrice à réaction. Toutefois, dans ce cas, nous avions indiqué qu'il ne fallait pas dépasser ce point critique, justement pour éviter l'entrée en oscillations.

La majorité des oscillateurs sont conçus pour donner une tension de sortie de forme sinusoïdale. Un circuit accordé LC forme l'élément réellement oscillant: les autres composants ont pour fonction de reporter sur la grille une fraction du signal plaque.

Avant d'analyser les différents circuits oscillateurs, disons quelques mots d'un principe très important qui est à la base du fonctionnement de nombreux types d'amplificateurs. Si une partie de l'énergie présente dans le circuit plaque est renvoyée dans le circuit grille, on dit que l'amplificateur comporte une réaction. L'énergie renvoyée sur la grille peut être en phase ou en opposition de phase par rapport au signal appliqué sur la grille elle-même.

Ainsi que nous l'avons vu au cours de la 65ème leçon, la réaction en phase augmente l'intensité du signal, elle s'appelle « réaction positive » ou « régénérative »; celle en opposition de phase diminue l'intensité du signal, elle s'appelle « réaction négative » ou « contre-réaction ».

Les montages à réaction positive peuvent être employés pour augmenter le gain d'un amplificateur; ceux à contre-réaction peuvent, par contre, améliorer la stabilité et la qualité du signal amplifié.

L'étude des « oscillations » dans les circuits oscillants a déjà fait l'objet de notre 35ème leçon; nous reverrons, ici, ces principes au cours d'une analyse détaillée des principaux circuits.

Considérons le montage de la **figure 1**, constitué par un circuit accordé parallèle relié à une pile par l'intermédiaire d'un interrupteur. Si nous fermons ce dernier pendant un temps bref, le condensateur a un potentiel positif sur l'armature A et négatif sur l'armature B. Lorsque l'on ouvre à nouveau l'interrupteur, le condensateur se décharge à travers la bobine dans un temps déterminé par la valeur de l'inductance de la bobine et la capacité du condensateur: le courant de décharge produit un champ magnétique autour de la bobine. Dès que le condensateur est complètement déchargé, le champ magnétique cesse. Ce phénomène, nous le savons déjà, provoque dans la bobine, du fait de sa nature inductive, une nouvelle tension qui tend à maintenir le passage d'un courant dans le même sens.

De ce fait, le condensateur se charge avec une polarité inverse de la précédente et les armatures A et B deviennent respectivement négative et positive. Lorsque le champ magnétique a cessé de nouveau, le condensateur se décharge encore une fois dans la bobine et le courant circule dans une direction opposée à celle d'origine (puisque les armatures du condensateur ont changé de polarité), ce qui donne naissance à un nouveau champ magnétique — également de polarité opposée — autour de la bobine. Le cycle se répète et les oscillations continueraient à se produire si le circuit ne présentait aucune perte. Mais il n'en est rien, la résistance de la bobine et les pertes dans le diélectrique du condensateur font que l'amplitude du courant diminue à chaque cycle et se réduit progressivement à zéro. Dans un tel cas, les oscillations prennent la forme d'une « onde amortie »,

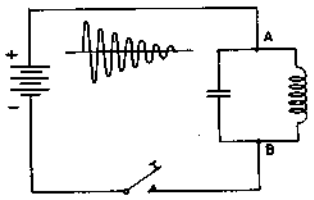


Fig. 1 - Montage élémentaire pour la production d'oscillations amorties. La fermeture et l'ouverture de l'interrupteur donnent naissance à une série d'oscillations.

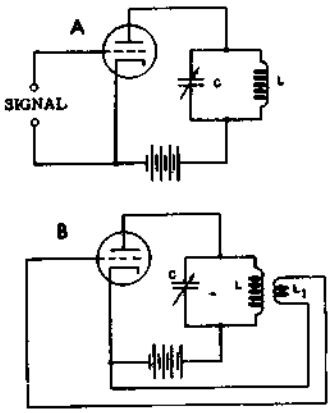


Fig. 2 - Schéma de principe d'un oscillateur à lampe. En A, les oscillations sont provoquées par un signal extérieur; en B, elles se produisent par réaction (couplage de L et de L1).

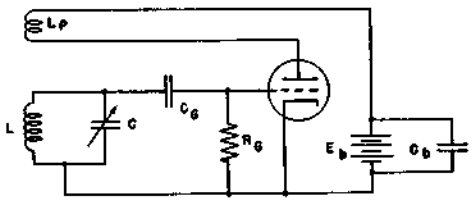


Fig. 3 - Circuit d'un oscillateur avec bobine d'excitation. Le circuit de grille est tout à fait semblable à celui d'un amplificateur à polarisation par résistance de grille. La bobine de plaque Lp, induit dans L une tension de même nature que le signal de grille amplifié. Si la polarité est correcte, les deux signaux sont en phase et la lampe oscille sans excitation extérieure.

appelée ainsi car les oscillations, qui débutent avec une amplitude maximale, diminuent progressivement et tendent vers zéro.

Les oscillations produites dans le circuit peuvent être rendues continues ou « entretenues » en agissant mécaniquement sur l'interrupteur pour recharger le condensateur au moment où se produisent les crêtes des cycles successifs. Il est évident que ce procédé ne peut convenir à la production de fréquences élevées car, dans ce cas, la fermeture et l'ouverture de l'interrupteur devraient se faire à un rythme trop rapide.

L'énergie nécessaire à l'entretient des oscillations peut, par contre, être fournie au circuit d'une façon plus pratique en remplaçant l'interrupteur par un tube électronique, comme le montre la **figure 2-A.** La triode fonctionne essentiellement comme un interrupteur électronique. Il faut appliquer sur la grille, au moment opportun, un signal ayant une fréquence égale à la fréquence de résonance du circuit oscillant LC, pour que la pile puisse fournir, à travers la lampe l'énergie utile juste au moment où elle est nécessaire.

Le montage de la figure 2-A fonctionne comme un amplificateur; cela signifie que le signal de sortie (sur la plaque) a une amplitude plus grande que celui d'entrée. Si nous introduisons dans le circuit une deuxième bobine (L1) couplée à la première de la manière indiquée sur la figure 2 - **B,** nous voyons que, grâce au principe du transformateur, une certaine tension sera induite dans la bobine L. Cette tension peut être appliquée à la grille et, de ce fait, on évite de recourir à un signal extérieur. Si l'on inverse les connexions aboutissant à la bobine L1, on inverse la polarité du signal renvoyé sur la grille; si la polarité est correcte, l'oscillateur devient **auto-excité,** et il continue à osciller tant que la tension d'alimentation est appliquée.

Si l'on ouvre le circuit en un point quelconque, pour faire cesser les oscillations, puis qu'on le referme à nouveau, il recommencera à osciller immédiatement de lui-même, parce que la plus petite perturbation sera instantanément amplifiée et donnera naissance aux oscillations, comme nous l'avons vu plus haut.

POLARISATION D'UN OSCILLATEUR

Nous savons qu'il est possible de faire osciller une lampe grâce à son pouvoir amplificateur. Il est logique de supposer que l'amplification peut se faire aussi bien en classe A, qu'en classe B ou C. Cette supposition est confirmée par le fait que nous pouvons rencontrer souvent, dans les récepteurs de Radio, des oscillations sur toute la gamme des fréquences employées pour les émissions. Nous savons, en outre, que les lampes amplificatrices de ces appareils fonctionnent en classe A.

L'effet de « volant » du circuit oscillant LC maintient les oscillations si une certaine énergie — même très faible — est appliquée pendant la crête de chaque cycle, pour assurer la recharge complète du condensateur en compensant les pertes dues à la résistance de la bobine et au diélectrique du condensateur.

Il est nécessaire que le courant anodique ne passe que pendant une très petite partie du cycle, fournissant ainsi seulement de brèves impulsions de courant au circuit oscillant. Dans ces conditions, on obtient le rendement élevé d'un amplificateur fonctionnant en classe C. Il convient de noter, à ce propos, que la puissance de sortie d'un amplificateur en classe C, si celui-ci est utilisé en oscillateur, se trouve être réduite de la quantité de puissance nécessaire à l'attaque de la grille.

La polarisation de celle-ci est généralement obtenue au moyen du procédé dit par « auto-polarisation » (ou par résistance de grille), sans qu'il soit nécessaire de recourir à une polarisation fixe. Cette solution permet l'amorçage instantané des oscillations: dès que la tension plaque est appliquée, le courant anodique prend naissance et l'oscillateur se place immédiatement dans les conditions requises pour un fonctionnement satisfaisant.

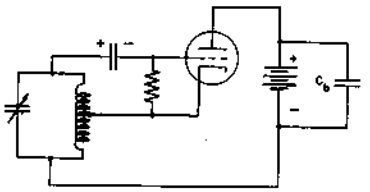


Fig. 4 - Schéma de principe d'un oscillateur « Hartley » avec alimentation en série. Il diffère de celui de la figure 3 par le fait qu'il n'a qu'une seule bobine commune entre plaque et grille.

Fig. 5 - Schéma de principe d'un oscillateur « Hartley » avec alimentation en parallèle. C1 bloque le courant anodique mais laisse passer le signal, permettant ainsi le couplage réactif.

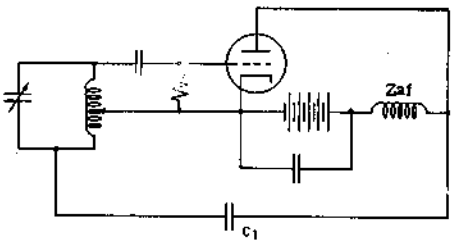


Fig. 6 - Schéma de principe de l'oscillateur « Colpitts ». En parallèle sur la bobine on trouve deux condensateurs C1 et C2 qui forment un diviseur de tension. L'accord peut se faire en faisant varier la valeur de l'inductance.

FREQUENCE DES OSCILLATIONS

La fréquence sur laquelle se produisent les oscillations, dans un montage oscillateur à lampe, est déterminée par la fréquence de résonance du circuit oscillant. Celle-ci — comme on le sait — peut se calculer au moyen de l'équation:

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

dans laquelle, F est la fréquence approximative en hertz, L est l'inductance en henrys et C la capacité en farads.

Une analyse mathématique très simple nous montre qu'en diminuant la valeur d'un quelconque des facteurs du dénominateur, les autres restant constants, on augmente la valeur de la fraction, ce qui équivaut à une fréquence d'oscillation plus élevée; et inversement.

CLASSIFICATION DES OSCILLATEURS

Les oscillateurs à lampe peuvent être répartis en deux catégories principales: les **auto-oscillateurs** et les **oscillateurs à cristal de quartz.**

Une autre subdivision se réfère au mode de couplage utilisé pour introduire la réaction qui peut se faire par **couplage inductif**, par **couplage capacitif externe** ou **interne** (au moyen de la capacité inter-électrode).

De nombreux montages oscillateurs sont également désignés par le nom de leur inventeur, de celui qui le premier conçu et démontra l'utilité du système de réaction utilisé.

Auto-oscillateurs

Oscillateur avec bobine de réaction ou oscillateur Feed Back — C'est le montage le plus courant; le schéma en est donné **figure 3.** Le circuit oscillant constitué par L et C se trouve inséré dans le circuit grille. La réaction est obtenue par couplage inductif entre la grille et la plaque, au moyen de la bobine de réaction L_p couplée à celle de grille L.

Etant donné que la lampe provoque automatiquement un déphasage de 180°, il faut que le système de réaction soit en phase avec la tension du signal grille. La polarisation du tube est obtenue au moyen de la résistance R_g shuntée par le condensateur C_g, tandis que C_b sert à découpler la tension d'alimentation anodique.

A l'instant où l'on met en route l'oscillateur, la tension de polarisation est nulle et l'amplification est maximale. Le courant anodique augmente rapidement jusqu'à atteindre une intensité élevée, limitée seulement par la chute de tension due à la résistance de L_p. En outre, ce courant anodique (dont l'intensité va croissante) provoque la création d'un champ magnétique, à l'intérieur de L_p, qui induit une tension dans la bobine L.

Si les deux bobines sont reliées de telle façon que la polarité de la tension induite rende positive la grille du tube, l'augmentation du courant anodique s'accroît à nouveau. Pendant ce bref intervalle de temps, le condensateur C se charge sous l'effet de la tension induite dans L, et C_g se charge à son tour car la grille étant positive par rapport à la cathode, un courant grille prend naissance et produit une chute de tension aux bornes de R_g.

La conséquence de la chute de tension plaque que nous avons mentionnée plus haut, est que le courant anodique se trouve limité à une valeur bien déterminée. Au fur et à mesure qu'il s'approche de sa valeur limite, son augmentation devient moins rapide et la tension induite dans L diminue. Il s'ensuit que C commence à se décharger à travers L et que la tension présente aux bornes du circuit oscillant commence à diminuer à son tour. La grille tend à devenir négative, ce qui a pour effet de réduire encore davantage l'intensité du courant anodique. Cette séquence détermine le début de la phase décroissante du champ magnétique et, par suite, l'induction dans la bobine L d'une tension de polarisation inverse. Cette tension — à son tour — accélère la variation de la tension présente aux bornes du circuit oscillant. Le courant anodique se réduit alors à zéro et le champ magnétique devenant nul, le condensateur C se charge en sens opposé.

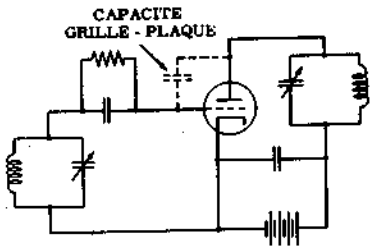


Fig. 7 - Schéma de principe d'un oscillateur à plaque et grille accordées (TPTG). Dans ce cas, il n'y a aucun couplage inductif entre les deux bobines, le couplage se fait uniquement par la capacité interne du tube.

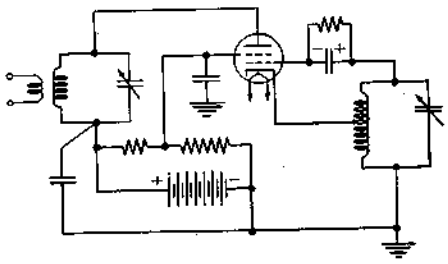


Fig. 8 - Oscillateur à couplage électronique. La cathode, la grille de commande et la grille-écran forment une triode. Les oscillations produites sont transmises à la plaque avec une certaine amplification. La charge n'influe plus sur la fréquence des oscillations.

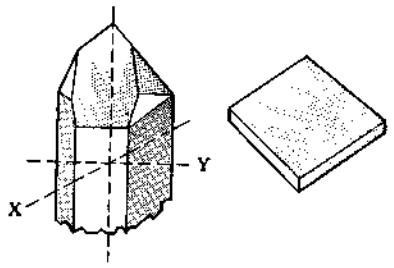


Fig. 9 - De la masse brute d'un cristal de quartz, on obtient, par des tailles pratiquées suivant des axes déterminés, des lames de quartz destinées à commander la fréquence d'un oscillateur piloté.

Dès que le champ magnétique a complètement cessé, C se charge à nouveau, mais le sens du courant s'inverse: la grille tend à redevenir positive, de ce fait le courant anodique commence à se manifester et le cycle recommence.

Le condensateur C_g se charge quand la grille est positive et se décharge dans R_g, quand la grille est négative. Si les valeurs de ces deux éléments sont choisies de manière à ce que la constante de temps Rc soit relativement élevée par rapport à la durée du cycle, il s'établit une tension constante aux bornes de C_g. Cette tension constitue la polarisation fixant le point de fonctionnement du tube.

L'amplitude des oscillations devient constante lorsque l'énergie produite, en courant alternatif, est égale aux pertes dans la charge et dans le circuit oscillant. Le courant anodique n'apparaît que pendant une petite partie de chaque période, mais l'effet de « volant » du circuit Lc rétablit l'intégralité de la période.

Quand un étage oscillateur fonctionne, le courant grille qui passe pendant une partie du cycle provoque donc une chute de tension aux bornes de R_g. Pour s'assurer du fonctionnement, il suffit de mesurer l'intensité de ce courant ou la tension aux bornes de R_g.

Oscillateur Hartley. La **figure 4** en donne le schéma de principe qui s'apparente fort à celui déjà décrit plus haut. La différence réside dans le fait que, à la place du transformateur de couplage entre les circuits plaque et grille, on utilise un seul enroulement comportant une prise intermédiaire. Cet enroulement fait partie d'un circuit oscillant et la prise, pratiquée près du centre, le divise en deux parties: l'une placée dans le circuit grille, l'autre dans le circuit plaque du tube. Ces deux sections du bobinage sont naturellement couplées entre elles. La tension induite dans la section du circuit grille, par celle reliée au circuit plaque, n'est autre chose que la tension de réaction nécessaire au maintient des oscillations produites. L'amplitude de cette tension de réaction peut être variée en déplaçant la prise intermédiaire. La polarisation du tube est obtenue de la même façon que dans le montage de la figure 3.

Le circuit de la figure 4 est appelé « Oscillateur Hartley » à alimentation série car l'alimentation anodique est en série avec la plaque et la partie de la bobine appartenant au circuit plaque. Par contre, si le branchement se fait suivant le schéma de la **figure 5**, on obtient un Oscillateur Hartley à alimentation parallèle. Dans ce cas, le condensateur C1 permet le passage des impulsions du courant anodique vers le circuit oscillant, tandis qu'il bloque le courant contiu d'alimentation pour éviter que la bobine ne constitue un court-circuit vis-à-vis de la source d'alimentation plaque. La bobine d'arrêt haute fréquence (Zaf) oppose une forte résistance à la composante alternative (qui est bloquée par elle), et une résistance négligeable au courant continu.

Oscillateur Colpitts. L'oscillateur Colpitts diffère du montage Hartley par le fait que le circuit oscillant est composé d'une bobine branchée en parallèle sur deux condensateurs, reliés en série. La réaction est donc « capacitive » car elle est obtenue par la chute de tension présente aux bornes du condensateur placée dans le circuit grille du tube. Le schéma de principe est donné par la **figure 6**. L'accord se fait, en général, en faisant varier l'inductance de L. Etant donné que la cathode est branchée entre les deux condensateurs, le circuit oscillant n'est pas parcouru par le courant continu. Par suite, il est nécessaire que l'alimentation soit appliquée en parallèle. La résistance de polarisation de la grille doit retourner directement à la cathode du tube pour permettre le passage du courant continu. Le fonctionnement de circuit est analogue à celui des autres types déjà décrits.

L'excitation initiale produite par une variation de la tension anodique est couplée à travers le condensateur de blocage C_3, sous la forme d'un courant de déplacement, qui, à son tour, détermine un courant semblable dans le condensateur de plaque C_2. Par suite de la présence de L, celui-ci provoque également le passage d'un courant dans C_1. Il se produit donc une chute de tension aux bornes de C_2 et de C_1, laquelle excite la grille dans la phase convenable et provoque la naissance des oscillations. Pour calculer la fréquence des oscillations, on doit tenir compte du fait que C_1 et C_2 sont en série.

Oscillateur à plaque et grille accordées (TPTG). Cet

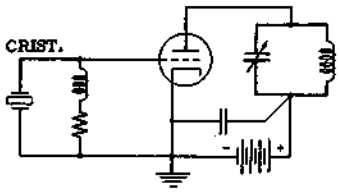


Fig. 10 - Schéma de principe d'un oscillateur à cristal. Il est semblable au type à plaque et grille accordées (TPTG) à la différence que le circuit de grille est remplacé par le cristal.

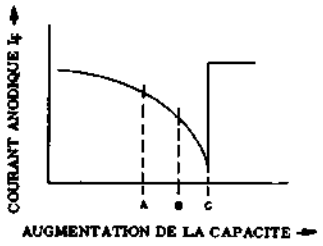


Fig. 11 - Courbe de l'intensité du courant anodique d'un oscillateur à quartz en fonction de la capacité du condensateur d'accord du circuit plaque. La meilleure stabilité est obtenue entre les points B et C.

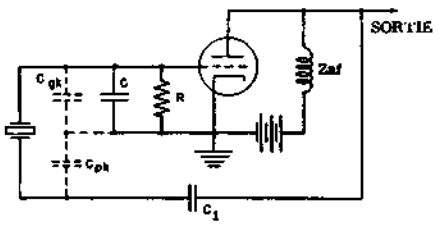


Fig. 12 - Oscillateur « Pierce » à cristal. Comme on le voit il n'y a pas de circuit accordé. La fréquence d'oscillation est celle du cristal. Les condensateurs figurés en pointillé représentent les capacités interélectrodes.

oscillateur comporte des circuits accordés, placés aussi bien dans le circuit plaque que dans le circuit grille du tube (voir **figure 7**). Les bobines de plaque et de grille sont disposées de telle sorte **qu'il n'y ait aucun** couplage inductif entre elles. La réaction de plaque à grille se fait uniquement par l'intermédiaire de la capacité interne entre ces deux électrodes. Pour que la phase de la tension de réaction soit correcte, les deux circuits doivent être accordés sur une fréquence légèrement supérieure à celle de résonance. De cette façon, ils apparaissent inductifs vis-à-vis du courant anodique et, grâce à la réactance inductive opposée à la fréquence de fonctionnement, on obtient le déphasage convenable de la tension de réaction.

Oscillateur à couplage électronique. La charge de tous les oscillateurs précédemment décrits est constituée soit par le circuit d'entrée d'un amplificateur, soit par le système de couplage d'une antenne. Toutes les variations pouvant se produire dans ces circuits extérieurs à l'oscillateur se répercutent sur le circuit anodique de l'oscillateur lui-même et font varier la fréquence des oscillations.

La **figure 8** illustre un montage ayant une stabilité de fonctionnement excellente. Dans ce cas, la grille écran (de la tétrode ou de la pentode) joue le rôle d'anode pour l'oscillateur. Les oscillations prennent donc naissance entre la cathode, la grille de commande et la grille-écran qui forment, pratiquement, une triode. La section oscillatrice est généralement montée suivant le schéma Hartley série avec couplage inductif de réaction. Etant donné que le courant électronique passe à travers tous ces éléments pour atteindre la plaque du tube, le circuit oscillant de sortie est relié directement à la plaque et aucun couplage extérieur n'est à prévoir.

En réalité, c'est le courant anodique lui-même qui transfère à la plaque l'énergie développée par l'oscillateur. Puisque la grille de commande contrôle l'intensité du courant circulant entre la cathode et la plaque du tube, la tension qui se développe aux bornes du circuit oscillant placé dans le circuit plaque est une tension amplifiée.

Ainsi la production des oscillations et leur amplification ultérieure sont obtenues dans la même lampe. En raison de l'indépendance de la section oscillatrice vis-à-vis des variations éventuelles de charge, la stabilité de la fréquence des oscillations obtenues par un oscillateur à couplage électronique est supérieure à celle donnée par tous les autres types d'oscillateurs étudiés jusqu'ici. En outre, en stabilisant la tension de la grille-écran obtenue par un diviseur de tension, la fréquence des oscillations produites peut être rendue pratiquement indépendante des petites variations éventuelles de la tension d'alimentation.

Oscillateurs à commande par cristal

Quand on désire obtenir des oscillations à fréquence rigoureusement constante, on utilise les montages oscillateurs à commande par cristal. Leur fonctionnement est basé sur les caractéristiques d'une substance cristalline spéciale, généralement le quartz. En effet, certaines de ces substances, comme le quartz, le sel de Rochelle et la tourmaline ont des propriétés intéressantes déjà connues de nos lecteurs. C'est ainsi que nous avons appris précédemment que si l'on soumet le cristal à des actions mécaniques (compression ou dilatation), une différence de potentiel apparaît sur les faces perpendiculaires à l'axe électrique. Inversement, si on applique entre ces faces une d.d.p., par exemple un courant alternatif, il se produit des variations de dimension qui se manifestant sous la forme de vibrations mécaniques. Les relations réciproques entre ces deux phénomènes prennent le nom d'« effet piézo-électrique ».

Mais, bien que plusieurs substances cristallines possèdent ces propriétés, c'est le quartz qui s'est révélé comme le mieux adapté à la commande des oscillateurs. On le taille en lames minces à partir de la masse cristalline, comme le montre la **figure 9**. Le contact électrique avec les deux faces du cristal — parfaitement polies — se fait au moyen d'un support spécial comportant deux électrodes entre lesquelles est placé le quartz. Ces électrodes sont maintenues par un ressort qui exerce une certaine pression sur le cristal.

Quand le quartz commence à vibrer sur sa fréquence de résonance propre, il suffit de lui fournir une très

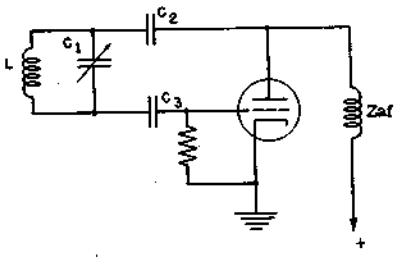


Fig. 13 A - Schéma de principe d'un oscillateur « ultradion » pour la production des oscillations de fréquence très élevée. Dans ce cas également, la réaction se produit grâce à la capacité interélectrodes.

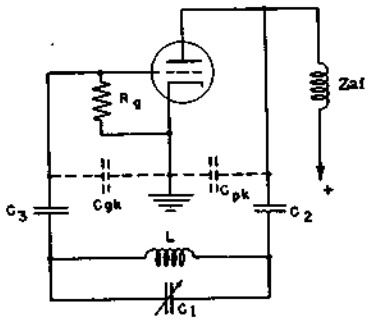


Fig. 13 B - Circuit équivalent à celui de la figure 13 A. Comme on le voit, les capacités internes forment un diviseur de tension capacitif.

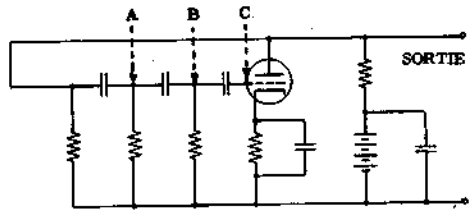


Fig. 14 - Oscillateur Basse Fréquence du type à déphasage (« phase-shift »). Les trois cellules RC placées dans le circuit grille produisent un déphasage de 180°.

petite quantité d'énergie pour obtenir des oscillations d'amplitude notable. La fréquence de résonance dépend essentiellement de l'épaisseur de la lame. Lorsque le cristal est soumis à une d.d.p. alternative dont la fréquence est égale à celle de sa résonance propre, il vibre avec une telle facilité qu'il suffit d'une très faible tension pour le maintenir en état de vibration.

Si l'on place un cristal (dans son support) entre la cathode et la grille d'une lampe, et si on lui applique une petite quantité d'énergie prélevée dans le circuit plaque, le circuit entier forme un oscillateur. La fréquence naturelle du cristal est très critique: en effet, dès que la fréquence d'excitation diffère tant soit peu de la fréquence de résonance, l'amplitude des vibrations du cristal se réduit rapidement à zéro. Lorsqu'il cesse de vibrer, la tension alternative produite cesse également. Il est facile d'en déduire que la fréquence des oscillations produites par un oscillateur à cristal correspond exactement à la fréquence de résonance du quartz.

La **figure 10** représente le schéma d'un oscillateur à triode commandé par cristal, tout à fait semblable à l'oscillateur à plaque et grille accordées de la figure 7. L'unique différence réside dans le fait que le cristal remplace le circuit oscillant de grille. Dans ce cas, le quartz se comporte comme un circuit résonnant parallèle et la tension de réaction est dérivée par la capacité interne grille-plaque.

Les oscillations se produisent sur la fréquence de résonance du quartz et le circuit de plaque est accordé approximativement sur cette fréquence. L'accord du circuit plaque ne doit pas être fait exactement sur la fréquence du cristal, car il en résulterait un fonctionnement intermittent et instable. Si l'on branche un milliampèremètre à courant continu en série dans l'alimentation du circuit anodique et si l'on fait varier la capacité du condensateur d'accord du minumum au maximum, (c'est-à-dire de la fréquence la plus haute à la plus basse), on constate que le courant anodique diminue lentement d'intensité, passe par un minimum et remonte très rapidement à son maximum. A ce point les oscillations cessent de se produire.

La **figure 11** représente la courbe du courant anodique: au point C le circuit oscillant est accordé sur la fréquence de résonance du cristal et la tension de sortie, aux bornes du circuit plaque, est maximale. Cet accord est indiqué par le minimum de déviation de l'aiguille du milliampèremètre placé en série avec l'alimentation.

Toutefois, la stabilité n'est pas parfaite en ce point, car toutes les variations pouvant intervenir dans la charge (couplée au circuit anodique) peuvent faire varier la fréquence du circuit accordé et l'amener au delà du point critique, ce qui aurait pour effet de bloquer les oscillations.

Par contre si l'accord est fait dans la partie de la courbe comprise entre les points A et B, la tension de sortie sera plus faible mais la stabilité sera fortement accrue.

Le circuit résonnant en série dans la plaque doit donc être accordé sur une fréquence légèrement supérieure à celle de la résonance du cristal. Il se comporte donc comme une inductance. Dans ce cas le circuit de réaction est constitué par le branchement en série du circuit de plaque, du cristal de grille et de la capacité interne entre grille et plaque du tube. Il s'ensuit que la réaction est positive et que l'oscillateur fonctionne sur la fréquence propre du cristal. La brusque augmentation du courant anodique au point C s'explique par le fait que la fréquence naturelle du circuit de plaque est inférieure à celle du quartz. Le premier se comporte donc comme, une capacité, et non comme une inductance, et la réaction devient alors négative, ce qui provoque l'arrêt des oscillations.

Oscillateurs « Pierce » à cristal. La **figure 12** donne le schéma de principe de ce type d'oscillateur dont la caractéristique principale est qu'il ne comporte aucun circuit accordé. Le cristal est placé directement entre la plaque et la grille du tube. Ce montage peut être considéré comme étant l'équivalent d'un oscillateur Colpitts, avec cette différence que le circuit accordé est remplacé par le cristal et que la division des tensions s'effectue automatiquement à travers les capacités internes plaque-cathode et grille-cathode, représentées

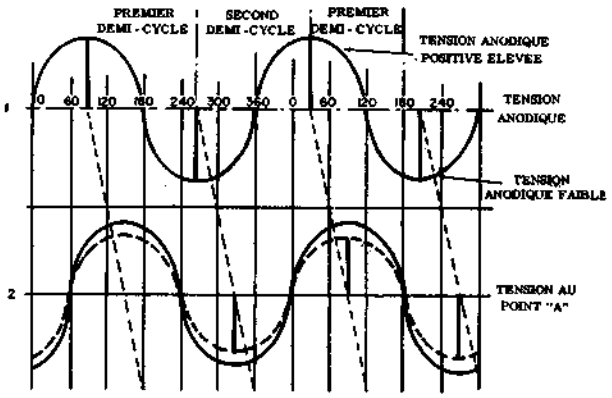


Fig. 15 A - Formes d'ondes relatives à la tension lue aux points-clefs d'un circuit oscillateur Basse Fréquence du type à déplacement de phase. Dans cette première section sont mis en évidence le comportement de la tension anodique (en bas) et celui de la tension au point « A » du circuit.

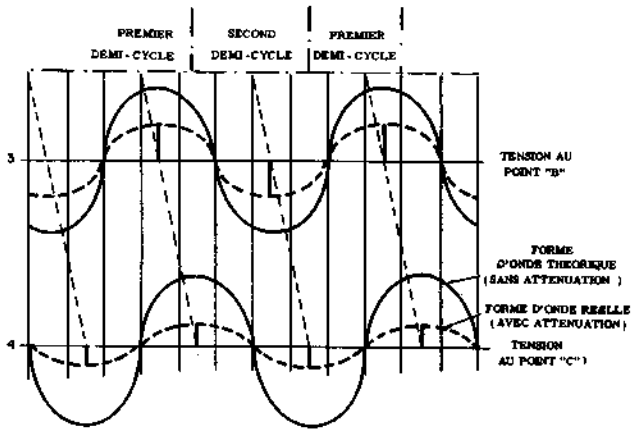


Fig. 15 B - Formes d'ondes relatives à la tension lue aux points-clefs d'un circuit oscillateur Basse Fréquence du type à déplacement de phase. Dans cette section de la figure sont mises en évidence les formes d'onde aux points « B » et (en bas) au point « C » du circuit.

symboliquement sur la figure par les condensateurs dessinés en pointillés.

Le degré de réaction dépend de la capacité placée entre la grille et la cathode. Entre ces deux électrodes est branché un condensateur fixe C qui détermine l'amplitude de la tension de réaction en fonction du type de lampe utilisé et de la fréquence de fonctionnement; sa valeur n'est pas critique. Il n'est généralement pas nécessaire de la remplacer lorsque l'on passe d'une gamme de fréquences à une autre.

Le condensateur C_1 protège le cristal du courant tout en permettant le libre passage de la haute fréquence. R est la résistance de grille qui, en liaison avec le condensateur C, fournit la tension de polarisation à la grille de tube.

Influence des variations de la charge

La sortie d'un oscillateur est couplée à une charge, (qui peut être — répètons-le — un amplificateur ou une antenne), par l'intermédiaire d'un dispositif de couplage. Tant que cette charge garde une valeur constante, la fréquence des oscillations reste elle-même constante. Par contre, si la charge varie, ces variations influent sur la fréquence de l'oscillateur. Un auto-oscillateur — employé comme émetteur — donne un parfait exemple de ce qui se produit dans un tel cas.

Dès qu'un corps solide approche l'antenne d'un émetteur de ce type, son impédance de charge subit une variation. Dans un émetteur télégraphique (prévu non pas pour la transmission des fréquences téléphoniques mais uniquement pour les signaux télégraphiques), l'énergie aborbée par l'étage final subit des variations d'intensité chaque fois que le manipulateur est baissé ou levé. Si ces variations se répercutent sur l'étage oscillateur, sa fréquence de fonctionnement sera instable.

Ce phénomène constitue un sérieux handicap pour les auto-oscillateurs des types Hartley, Colpitts ou TPTG. Lorsque nous nous occuperons des émetteurs, un peu plus tard, nous verrons que ces montages oscillateurs ne peuvent être utilisés que lorsqu'un étage séparateur est prévu entre le générateur et le circuit de sortie. Cet étage est un amplificateur dont le rôle, outre celui d'amplifier le signal, est d'éviter que les variations de la charge ne se répercutent sur l'étage oscillateur.

Oscillateur « ultradion »

La **figure 13-A** représente le schéma d'un type d'oscillateur utilisé pour la production d'oscillations à ondes ultra-courtes. La réaction se fait par la capacité interne de la triode. Son fonctionnement devient plus clair en regardant le circuit équivalent représenté sur la figure 13-**B**.

La capacité présente entre la cathode et la grille (C_{gk}) et celle entre plaque et cathode (C_{pk}) forment un diviseur de tension aux bornes du circuit oscillant. La chute de tension aux bornes de C_{gk} fournit l'excitation de grille, tandis que le circuit oscillant est accordé par le condensateur variable C_1. Celui-ci est en parallèle sur l'ensemble des condensateurs C_2 C_{pk}, C_{gk} et C_3 montés en série. C_2 et C_3 sont de capacités assez élevées pour ne présenter qu'une réactance négligeable aux courants HF et ils n'ont aucune influence sur la fréquence des oscillations. En outre, comme pour les autres oscillateurs à réaction, la polarisation se fait par courant grille, au moyen de C_3 et de R_g. Cette polarisation est automatique et a une valeur convenant au fonctionnement de l'oscillateur.

THEORIE DU FONCTIONNEMENT DES OSCILLATEURS A BASSE FREQUENCE

Il existe d'autres types de montages oscillateurs destinés à la production des fréquences acoustiques, qui sont utilisés soit pour les mesures sur les amplificateurs BF, ou la partie BF d'un récepteur de Radio ou de Télévision, soit pour produire des signaux spéciaux pour les émetteurs ou, encore, pour reproduire artificiellement des sons.

Les oscillateurs du type Hartley ou Colpitts pour-

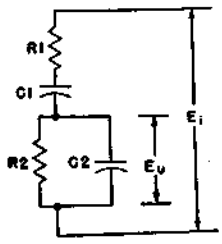


Fig. 16 - Exemple d'un circuit de déphasage d'un signal par un réseau RC. Il constitue un des quatre bras du circuit dit «pont de Wien».

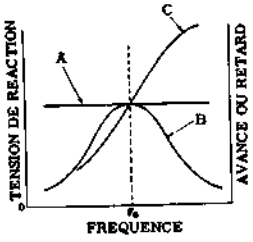


Fig. 17 - Les deux signaux sont en phase pour une seule fréquence (Fo) sur laquelle le circuit oscille. Ceci est vrai étant donné que la phase des tensions aux extrémités des bras varie en sens contraire.

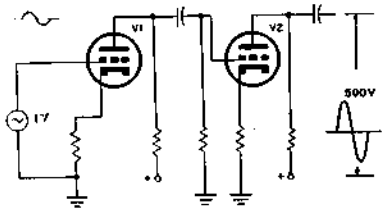


Fig. 18 - Amplificateur classique à deux étages au moyen duquel, en y ajoutant un circuit à réaction positive, il est possible de réaliser un oscillateur à « pont de Wien ». En effet, le circuit de l'amplificateur n'oscillera que si une part de la tension de sortie est employée pour le piloter à la place d'un signal externe.

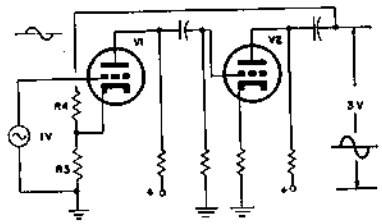


Fig. 19 - Oscillateur à pont de Wien construit à partir du circuit de la figure 18, en ajoutant un circuit de réaction (constitué par R4) entre la sortie et la cathode du premier tube. On remarquera que dans ce circuit la réaction entière ne varie pas avec le changement de fréquence.

raient être utilisés à cette fin, mais les inductances et les capacités nécessaires à la production des fréquences basses sont de trop grandes valeurs pour que ces montages soient réellement pratiques. En BF, on préfère employer des circuits comportant des couplages par résistance-capacité entre grille et plaque d'un tube électronique.

La **figure 14** donne le schéma de principe d'un oscillateur RC pour basse fréquence, appelé oscillateur à déphasage ou oscillateur « phase-shift ». L'entrée en oscillations se produit spontanément par suite d'une variation quelconque des conditions de fonctionnement, comme, par exemple, une variation instantanée de la tension anodique ou une perturbation survenant dans le courant électronique à l'intérieur du tube lui-même.

Dès que cela se produit, cette perturbation est amplifiée et déphasée de 180° par le réseau RC placé dans le circuit grille de la lampe, après quoi la phase originale est retrouvée dans la lampe elle-même et retransmise sur la grille pour y subir une nouvelle amplification. Chaque unité RC (ou cellule), produit un déphasage de 60° et le déphasage total, après passage du signal dans les trois cellules, est donc de 180° sur la grille du tube (**figures 15 - A et B**).

Si l'on règle la tension de polarisation de la lampe de telle sorte que les oscillations soient tout juste entretenues (limite d'accrochage), la forme d'onde du signal de sortie est sensiblement sinusoïdale et la stabilité de la fréquence est satisfaisante. Naturellement, la fréquence des oscillations est fonction des valeurs des résistances et des capacités constituant les cellules de déphasage.

Oscillateur à « pont de Wien » — Pour mieux comprendre le fonctionnement de ce type d'oscillateur il convient de se reporter au circuit déphaseur dont le schéma est donné **figure 16**: il forme deux des quatre bras d'un pont de Wien, l'un d'eux étant constitué par la combinaison en série de R_1 et de C_1, l'autre par la combinaison parallèle de R_2 et de C_2.

Dans un tel circuit deux tensions sont à considérer: la tension d'entrée E_e, appliquée aux bornes du circuit tout entier et la tension de sortie E_s présente aux bornes de R_2 et de C_2.

Les courbes de **la figure 17** montrent que ces deux tensions ne sont en phase que pour une seule fréquence F_o. Ceci est dû au fait que la phase des tensions aux bornes des bras varie en sens opposés lorsque la fréquence change.

Par exemple, pour une fréquence inférieure à F_o, la tension aux bornes du bras série est en retard sur celle d'entrée, tandis que celle aux bornes du bras parallèle est en avance. Si la fréquence augmente, la différence de phase entre ces deux tensions diminue, et à la fréquence exacte F_o elles sont toutes deux en phase avec la tension d'entrée.

La tension de sortie, recueillie aux bornes de la branche parallèle, et ses variations de phase par rapport à la tension d'entrée, E_e, sont représentées par la courbe C, de laquelle on peut déduire que cette tension est en avance pour les fréquences inférieures à F_o et en retard pour celles qui lui sont supérieures. A la fréquence F_o, le déphasage est nul.

L'analyse théorique et l'expérience prouvent que la tension de sortie du circuit déphaseur est maximale pour la fréquence où la différence de phase est nulle. Pratiquement on préfère donner à R_1 et R_2 des valeurs ohmiques égales, de même d'ailleurs pour C_1 et C_2. Dans ces conditions, la tension maximale de sortie est égale au tiers de celle d'entrée et, en conséquence, il faut avoir une tension d'entrée de 3 volts — par exemple — pour recueillir une tension de 1 volt à la sortie.

La **figure 18** montre la première étape qu'il faut exécuter pour développer un oscillateur à pont de Wien à partir d'un amplificateur à deux étages. Supposons que le premier étage (V1) nous donne une amplification de 50 et que celle du second étage soit égale à 10; le gain total de l'amplificateur sera donc de 500. En conséquence, une tension de 1 volt appliquée

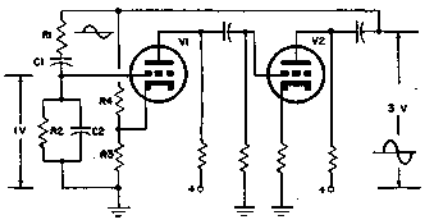


Fig. 20 - Pour que le montage oscille sur une fréquence déterminée, on introduit entre la sortie et l'entrée (du montage de la figure 18) un circuit de déphasage du type représenté sur la figure 15.

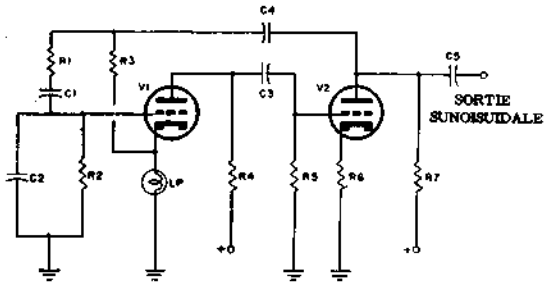


Fig. 21 - Un autre perfectionnement est constitué par l'adjonction d'une petite lampe, ou d'une thermistance, dans le circuit de cathode du premier tube. Elle a pour effet de maintenir à une valeur constante l'amplitude des oscillations.

à l'entrée donnera une tension de sortie de 500 volts. Etant donné que ces deux tensions sont en phase à la fréquence correspondant à un déphasage de 360°, l'amplificateur oscillera si une fraction de la tension de sortie est renvoyée aux bornes d'entrée, en remplacement d'un signal extérieur.

Pour réduire la tension à la valeur requise il suffit d'utiliser un diviseur de tension. La **figure 19** représente un montage amélioré dans lequel on a ajouté une réaction négative, ou contre-réaction. Celle-ci réduit considérablement l'amplification totale et la tension de sortie se trouve ramenée à la valeur désirée, 3 volts. Cette contre-réaction, en outre, aplatit la courbe de réponse de l'amplificateur et procure un déphasage et une tension de sortie presque constants sur une large bande de fréquences. Par exemple, le réseau de contre-réaction R_3 - R_4 réduit l'amplification totale de 500 à 3 environ, si R_4 est à peu près égale au double de R_3. Dans un tel cas, la tension de sortie est de 3 volts et la tension d'entrée de 1 volt; on obtient ainsi le facteur d'amplification idéal.

Le taux de réaction est indépendant de la fréquence puisque le diviseur de tension est constitué par des résistances ohmiques pures non-inductives: sa valeur est égale ou légèrement inférieure à celle correspondant à la réaction positive maximale (voir courbe A figure 16). Dans le but de maintenir constante la fréquence des oscillations, le circuit de déphasage de la figure 15 est branché entre la sortie et l'entrée de l'amplificateur (**figure 20**), qui ne peut donc osciller que sur une seule fréquence, celle pour laquelle le déphasage est de 360°.

Du moment que les autres fréquences, éventuellement présentes, proviennent du circuit de déphasage de la réaction positive, elles sont neutralisées sur la grille. C'est la raison pour laquelle l'amplification totale est réduite à 3.

La fréquence des oscillations peut être modifiée en faisant varier les valeurs des résistances et des capacités du circuit de déphasage. Cette fréquence se calcule au moyen de la formule:

$$F_o = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

dans laquelle ne figurent que R_1 et C_1, puisque $R_1 = R_2$ et $C_1 = C_2$. Cette formule montre que la fréquence augmente quand R ou C, ou les deux à la fois diminuent; la variation d'un seul d'entre eux est toutefois suffisante. Pour les besoins de la pratique, les gammes de fréquences sont réparties de telle sorte que le rapport entre la fréquence minimale et la fréquence maximale de chacune d'elles soit égal à 10, c'est-à-dire — par exemple — de 20 à 200, de 200 à 2 000 et de 2 000 à 20 000 Hz.

Dans les réalisations pratiques d'oscillateurs de ce type, on introduit généralement un troisième élément qui est, soit une petite lampe à incandescence, soit une **thermistance**, comme le représente la **figure 21**. En effet, ces éléments ont une résistance qui varie en fonction de l'intensité du courant qui les traverse (par effet thermique) et, en plaçant l'un d'eux dans le circuit de contre-réaction, on peut stabiliser l'amplitude des oscillations.

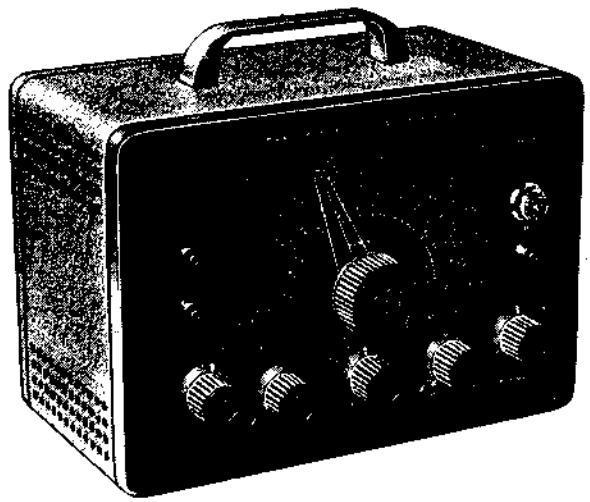
C'est ainsi que si l'amplitude du signal augmente, l'intensité du courant augmente également et lorsque celui-ci passe dans le filament de la lampe, ou dans la thermistance, il provoque un accroissement de la résistance ohmique. Il en résulte une plus forte chute de tension dans l'élément qui compense l'augmentation d'amplitude du signal et la tension de sortie garde une valeur constante.

Ce montage qui bénéficie d'une excellente stabilité et donne la possibilité d'obtenir des signaux parfaitement sinusoïdaux et privés d'harmoniques indésirables, est couramment utilisé dans les appareils de mesure, comme les générateurs basse fréquence, par exemple.

Il existe d'autres types de générateurs BF qui délivrent des signaux non sinusoïdaux. Ils feront l'objet d'une leçon ultérieure.

Leçon n° 68

CONSTRUCTION D'UN OSCILLATEUR MODULE (GENERATEUR HF) à fréquence variable (Heath - Kit)



L'oscillateur modulé (également appelé « générateur HF ») type « SG-8 », que nous décrivons ici, est un instrument à usages multiples, d'un emploi facile et d'un fonctionnement sûr. Sa réalisation ne présente aucune difficulté particulière, car le montage est basé sur l'emploi d'étages oscillateurs analogues à ceux décrits dans la leçon précédente.

Ainsi que nous le verrons prochainement, lorsque nous étudierons les récepteurs « superhétérodynes », cet instrument de mesure est indispensable pour la mise au point des divers étages d'amplification qui précèdent l'étage détecteur dans les appareils de Radio, ainsi que pour leur dépannage. En outre, cet instrument fournissant un signal BF à fréquence acoustique peut également servir à la mise au point de la partie Basse Fréquence des récepteurs.

Le générateur de signal — répétons-le — ne sert pas uniquement à la mise au point des récepteurs, il est également indispensable pour leur dépannage. En effet, comme nous le verrons par la suite, il est fréquemment nécessaire d'injecter un signal à Haute, Moyenne ou Basse Fréquence en un point d'un circuit (à l'entrée d'un étage amplificateur, par exemple) pour pouvoir se rendre compte du fonctionnement du, ou des étages successifs. C'est ainsi que, dans le cas où un récepteur est en panne et ne permet aucune réception, on peut appliquer le signal du générateur successivement à l'entrée de chaque étage et contrôler au moyen du haut-parleur ou d'un voltmètre alternatif (outputmètre) le signal de sortie, ce qui permet de repérer rapidement l'étage défectueux.

En un mot, cet instrument est indispensable, aussi bien à l'amateur, qu'au dépanneur ou au technicien.

Caractéristiques générales

Cinq gammes de fréquences réparties comme suit:

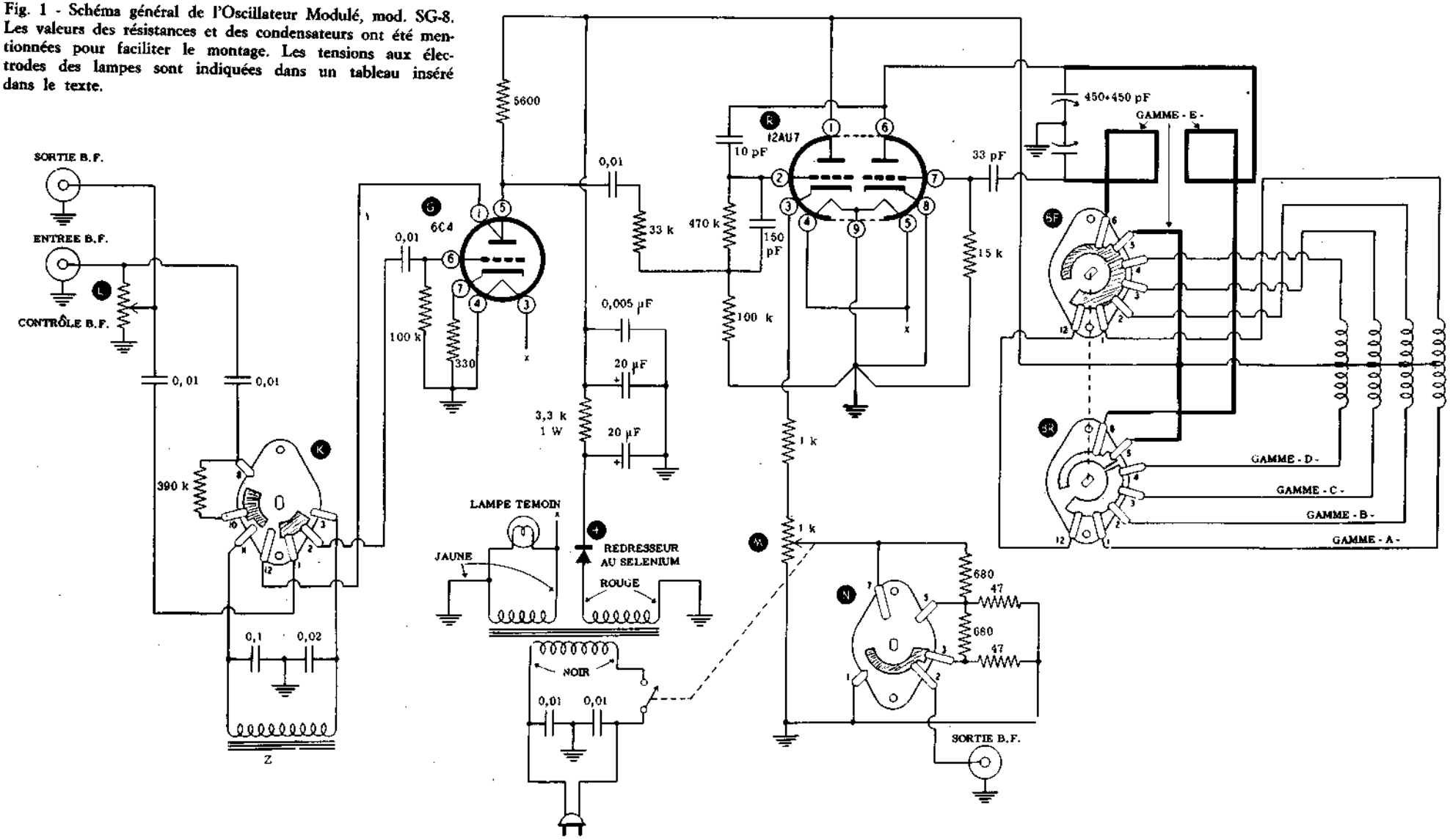
Gamme A	de 160 à 500 kHz
Gamme B	de 500 à 1 650 kHz
Gamme C	de 1,65 à 6,5 MHz
Gamme D	de 6,5 à 25 MHz
Gamme E	de 25 à 110 MHz
Harmoniques étalonnées	de 110 à 220 MHz
Tension de sortie HF	supérieure à 100 000 microvolts (0,1 volt)
Fréquence de modulation	environ 400 Hz
Tension de sortie BF	2 à 3 volts max.
Modulation extérieure	environ 5 volts sur 1 Mégohm
Lampes	12AU7 oscillatrice et séparatrice, 6C4 modulatrice ou amplificatrice BF
Alimentation	110 ou 220 volts, 50 à 60 Hz
Dimensions	24 x 16,5 x 12,5 cm
Poids	3,5 kg environ

Description du montage

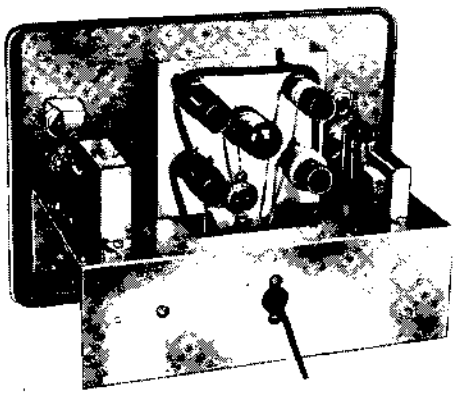
La partie Haute Fréquence du générateur « SG-8 » est équipée d'une double-triode 12AU7. Une des triodes de ce tube est montée en oscillatrice dans un circuit Colpitts, bien connu de nos lecteurs. La deuxième triode constitue un étage à couplage cathodique qui sépare le générateur proprement dit du circuit de sortie, pour éviter — ainsi que nous l'avons expliqué dans la 67ème leçon — qu'une variation de la charge puisse influer sur le fonctionnement de l'étage oscillateur et fasse varier la fréquence ou l'amplitude du signal.

Comme on peut le voir sur le schéma général de la **figure 1**, l'oscillateur comporte quatre bobines sur tube isolant. Celles-ci sont mises en circuit, une à une, au moyen du contacteur de gammes (BF et BR), et sont utilisées respectivement pour les gammes A,

Fig. 1 - Schéma général de l'Oscillateur Modulé, mod. SG-8. Les valeurs des résistances et des condensateurs ont été mentionnées pour faciliter le montage. Les tensions aux électrodes des lampes sont indiquées dans un tableau inséré dans le texte.



La lampe 6C4 produit les oscillations à fréquence audible (400 Hz, environ), tandis que les deux sections de la 12AU7 ont pour fonction, l'une de produire les oscillations HF et l'autre d'assurer le couplage avec la charge. Cette dernière joue en réalité deux rôles différents: elle module la porteuse et elle isole la charge de l'oscillateur proprement dit, permettant ainsi d'obtenir une meilleure stabilité du signal. Les différentes positions des sélecteurs de modulation et de sortie, permettent d'obtenir la HF modulée à 400 Hz, la HF non modulée ou modulée par une BF extérieure, ou le seul signal BF. La photographie de droite représente le châssis entièrement monté.



B, C et D. Pratiquement, chaque bobine est constituée par deux enroulements en série, avec prise intermédiaire à leur point de jonction. La bobine pour la gamme E est, par contre, de construction différente: elle est uniquement constituée par le conducteur d'assez fort diamètre qui sert également de connexions entre le contacteur de gammes et les autres bobinages. Lorsque le contacteur est placé sur la position E, toutes les autres bobines sont mises en court-circuit et l'inductance en circuit se réduit à celle des connexions, dont la longueur a été déterminée pour permettre l'oscillation dans la gamme comprise entre 25 et 110 MHz.

Comme nous le savons, dans un circuit Colpitts, la réaction nécessaire à l'entretien des oscillations est obtenue au moyen d'un diviseur capacitif branché aux bornes de l'inductance d'accord. Dans notre cas, ce diviseur est constitué par un condensateur variable à double stator (isolés entre eux). L'intérêt de ce système est évident; en effet, si le diviseur était constitué par deux capacités fixes, leur réactance diminuerait de valeur lorsque la fréquence du signal augmenterait. En conséquence, avec un diviseur capacitif de valeur fixe, toute augmentation de la fréquence d'oscillation entraînerait une diminution de la réactance jusqu'à un point où les oscillations ne pourraient plus se produire, la réactance trop faible du diviseur équivalant à un véritable court-circuit pour ces fréquences.

Par contre, en utilisant un condensateur variable, à la fois pour l'accord et comme diviseur de tension, la capacité diminue lorsque la fréquence augmente. Comme nous le savons, la réactance d'un condensateur est inversement proportionnelle à sa capacité; en conséquence, avec ce montage la réactance capacitive se maintient à peu près constante. Cela permet l'entretien des oscillations sur une gamme de fréquences très étendue.

L'utilisation d'un étage à sortie sur la cathode comme séparateur présente les avantages suivants: ce montage permet d'obtenir une faible impédance de sortie et une impédance d'entrée élevée. Cette impédance d'entrée, en parallèle sur l'oscillateur, est suffisamment grande pour que la puissance absorbée soit négligeable, tandis que la faible impédance de sortie fait que cet étage est pratiquement insensible aux variations de la charge, au grand bénéfice de la stabilité. Il en résulte que, quelle que soit la charge appliquée, aucune variation appréciable des caractéristiques du signal produit ne peut être constatée.

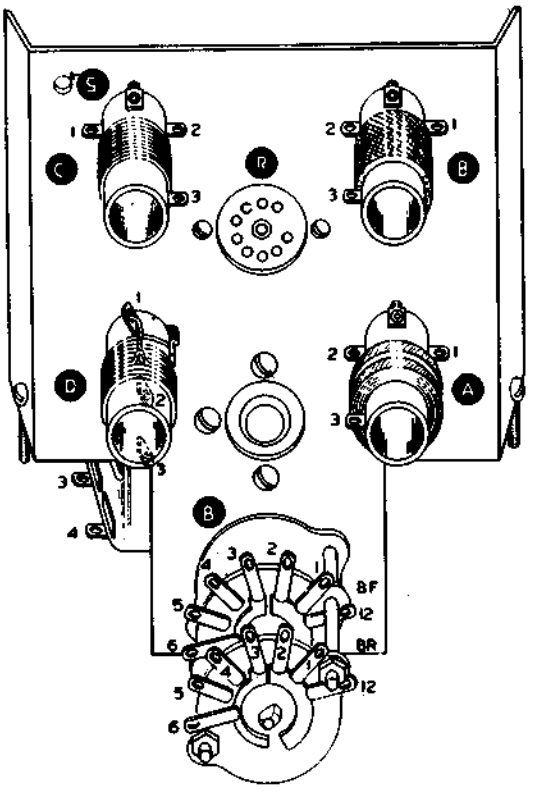


Fig. 2 - Disposition des éléments sur le petit châssis. On remarquera la position des quatre bobines A, B, C et D qui correspondent à ces gammes. Il est important de noter l'orientation du support de la 12AU7.

L'instrument comporte un atténuateur à 4 positions fixes ou « multiplicateur » (N) suivi d'un atténuateur à variation continue (M) permettant de doser avec

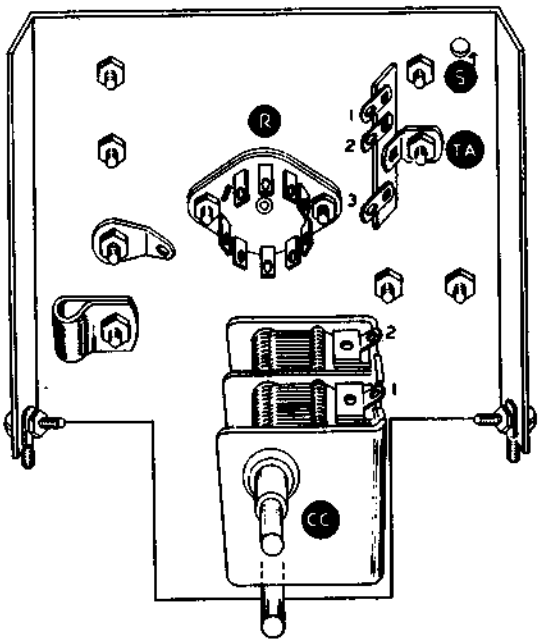


Fig. 3 - Disposition de certains composants sur la partie inférieure du châssis de la figure 2. On remarquera la position du condensateur variable et des cosses relais. A ces dernières sont reliés les condensateurs et le résistances faisant partie du circuit HF.

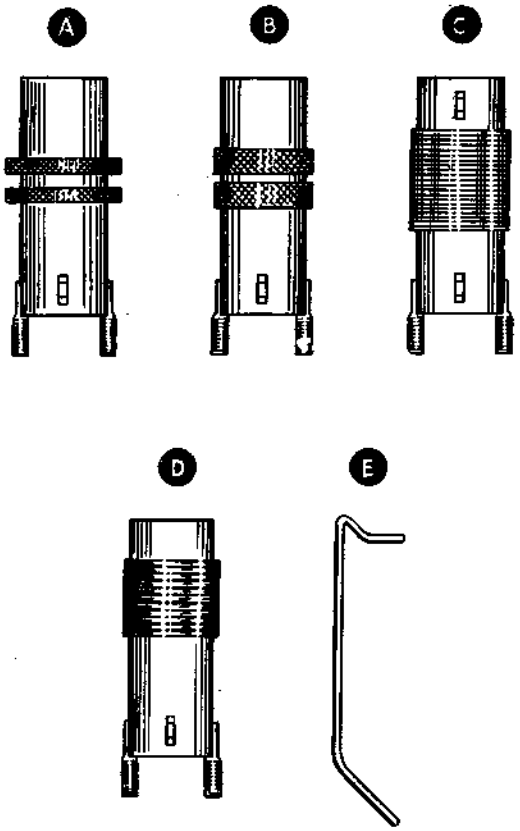
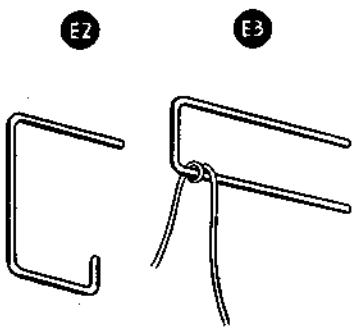


Fig. 4 - Aspect des bobines pour les 5 gammes. Comme on le voit, celles destinées aux gammes A, B, C et D sont bobinées sur des supports tubulaires fixés sur le châssis au moyen des pattes filetées visibles dans le bas. Les bobines pour la gamme E, par contre, sont constituées seulement par des fils rigides de forme convenable, car elles doivent avoir une très faible inductance pour fonctionner sur ces fréquences très élevées.



précision l'amplitude du signal, au cours des mesures.

L'oscillateur à Basse Fréquence est également du type Colpitts. Il est équipé d'un tube 6C4 et le circuit oscillant est constitué par une inductance BF à noyau magnétique (Z) et un diviseur capacitif comportant deux condensateurs fixes (0,1 et 0,02 µF) dont les valeurs ont été choisies de telle sorte que la fréquence du signal BF soit de l'ordre de 400 Hz. La modulation produite est stable et sans distorsion.

Lorsque le sélecteur (K) se trouve sur la position « INT » (modulation interne), le signal à 400 Hz est appliqué à la grille de l'étage à couplage cathodique à travers un circuit à résistance-capacité. Il est ainsi superposé au signal à Haute Fréquence qui, de ce fait, se trouve être modulé en amplitude.

Le signal à fréquence audible est également disponible à la prise marquée « OUT » et peut servir à contrôler le fonctionnement d'un amplificateur BF. En plaçant le sélecteur (K) sur la position « EXT » (modulation extérieure), on peut moduler le générateur par un signal BF de son choix (générateur BF ou lecteur phonographique). Dans ce cas, la triode 6C4 sert d'amplificatrice pour le signal extérieur appliqué à la prise « entrée BF ».

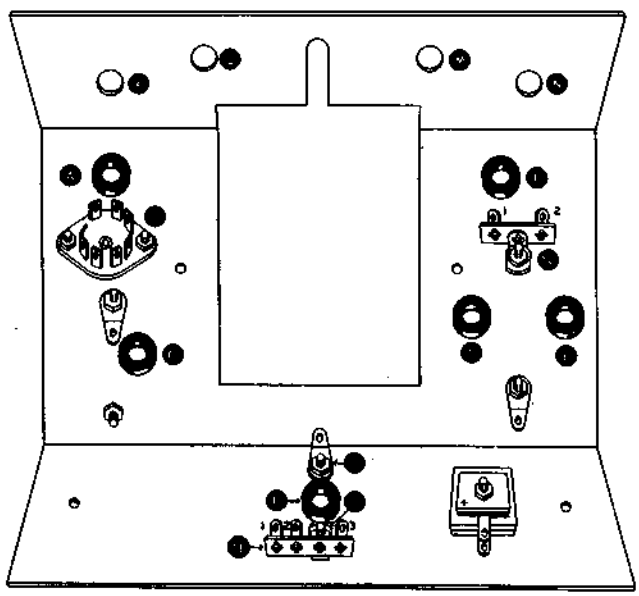


Fig. 5 - Vue intérieure du plus grand châssis. On notera l'orientation du support de la 6C4, ainsi que l'emplacement des cosses relais. On y voit, également la position du redresseur à oxyde qui doit être monté avec son pôle positif comme indiqué sur la figure.

Le potentiomètre marqué « L » sur le schéma sert à régler l'amplitude du signal 400 Hz, lorsque l'appareil est utilisé comme source de signal BF, ou celle du signal extérieur utilisé pour la modulation.

La partie alimentation se compose d'un transformateur à deux secondaires; le premier fournit la basse tension nécessaire au chauffage des filaments des deux lampes (soit 6,3 volts, puisque les filaments des

deux triodes de la 12AU7 sont branchés en parallèle); le second fournit la haute tension qui est redressée par un redresseur au sélénium (redressement d'une alternance) et filtrée par une cellule du type RC en « π » pour fournir la tension anodique.

Le montage mécanique

Ainsi que nous l'avons déjà vu dans des réalisations précédentes, les différents éléments mécaniques — tels que: le châssis, les équerres, les pièces les plus encombrantes, etc... — sont conçus de telle sorte que leur montage se fasse sans aucune difficulté, d'une manière intuitive, pourrions-nous dire. En outre, les nombreuses figures illustrant cet article, qui sont encore plus détaillées dans la brochure livrée avec l'ensemble des pièces nécessaires au montage, fournissent une aide précieuse au constructeur débutant.

Naturellement toutes les recommandations faites à propos des autres réalisations déjà décrites restent valables dans le cas présent. Nous rappelerons, en particulier, que toutes les vis doivent être munies de rondelles-éventails entre l'écrou et la surface de serrage. L'unique exception est constituée par les vis servant à la fixation des supports de lampe.

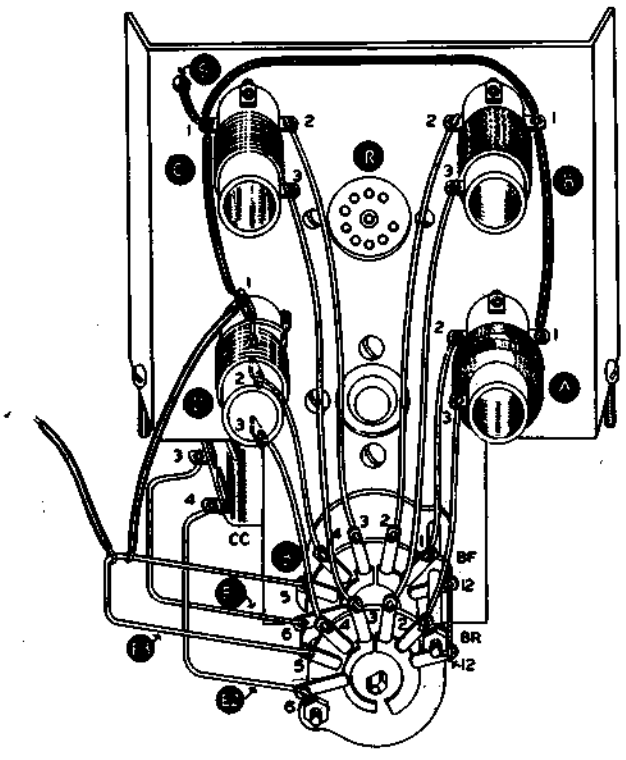


Fig. 6 - Connexions entre le contacteur de gammes et les bobinages. On voit également les bobines de la gamme « E ».

Les **figures 2** et **3** montrent les premières opérations du montage mécanique: elles représentent le plus petit châssis vu de dessus et de dessous. Les lettres dans les cercles noirs servent de référence pour désigner les composants figurant sur le schéma de la figure 1.

La **figure 4** représente les bobines des quatre premières gammes, ainsi que les connexions rigides qui constituent les bobines de la gamme E.

Sur la **figure 5** on voit le châssis métallique qui supporte l'ensemble de l'appareil. Cette vue de l'intérieur du châssis montre l'emplacement réservé au

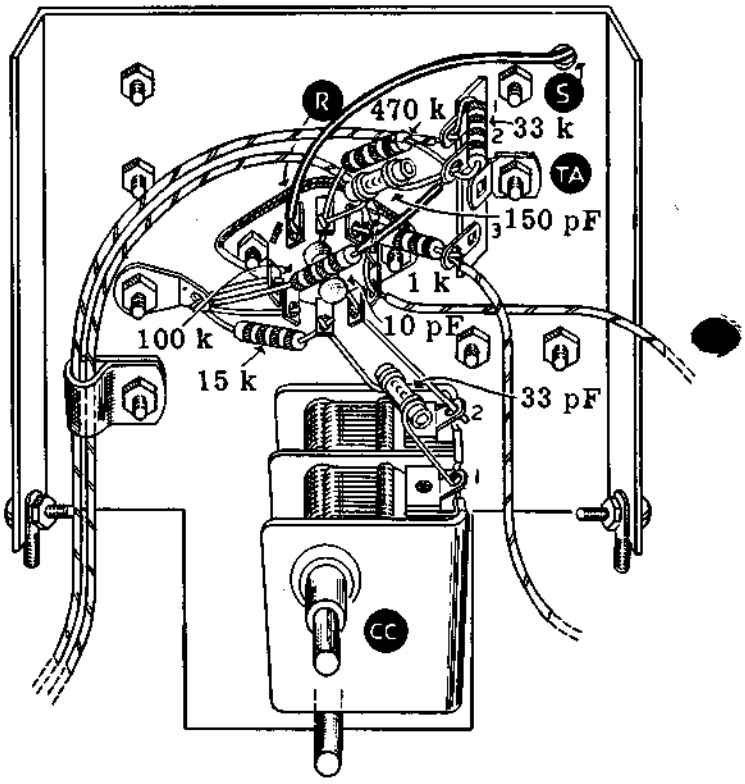


Fig. 7 - Aspect du petit châssis après câblage des éléments dont les valeurs sont indiquées sur la figure.

redresseur. Les passe-fils en caoutchouc, nettement visibles sur cette figure, servent à éviter la mise à la masse accidentelle (par défaut d'isolement) des connexions traversant le châssis.

Pendant le montage des éléments sur le châssis, il conviendra d'observer attentivement la figure qui donne la disposition exacte des diverses pièces et, particulièrement, l'orientation des supports de lampe qui a été étudiée pour permettre un câblage rationnel, avec des connexions très courtes.

Nous dirons encore que, pour éviter de rayer le panneau avant, il convient de placer un tissu sur la table de montage pendant toutes les opérations de construction et de mise au point. De même, nous conseillons de placer tous les outils à une certaine distance et de débarasser le plan de travail de tous les fragments de fils ou résidus de soudure.

On doit se souvenir qu'un travail exécuté patiemment et avec soin, même s'il demande plus de temps, sera récompensé en définitive par de meilleurs résultats tant en ce qui concerne le fonctionnement que la présentation.

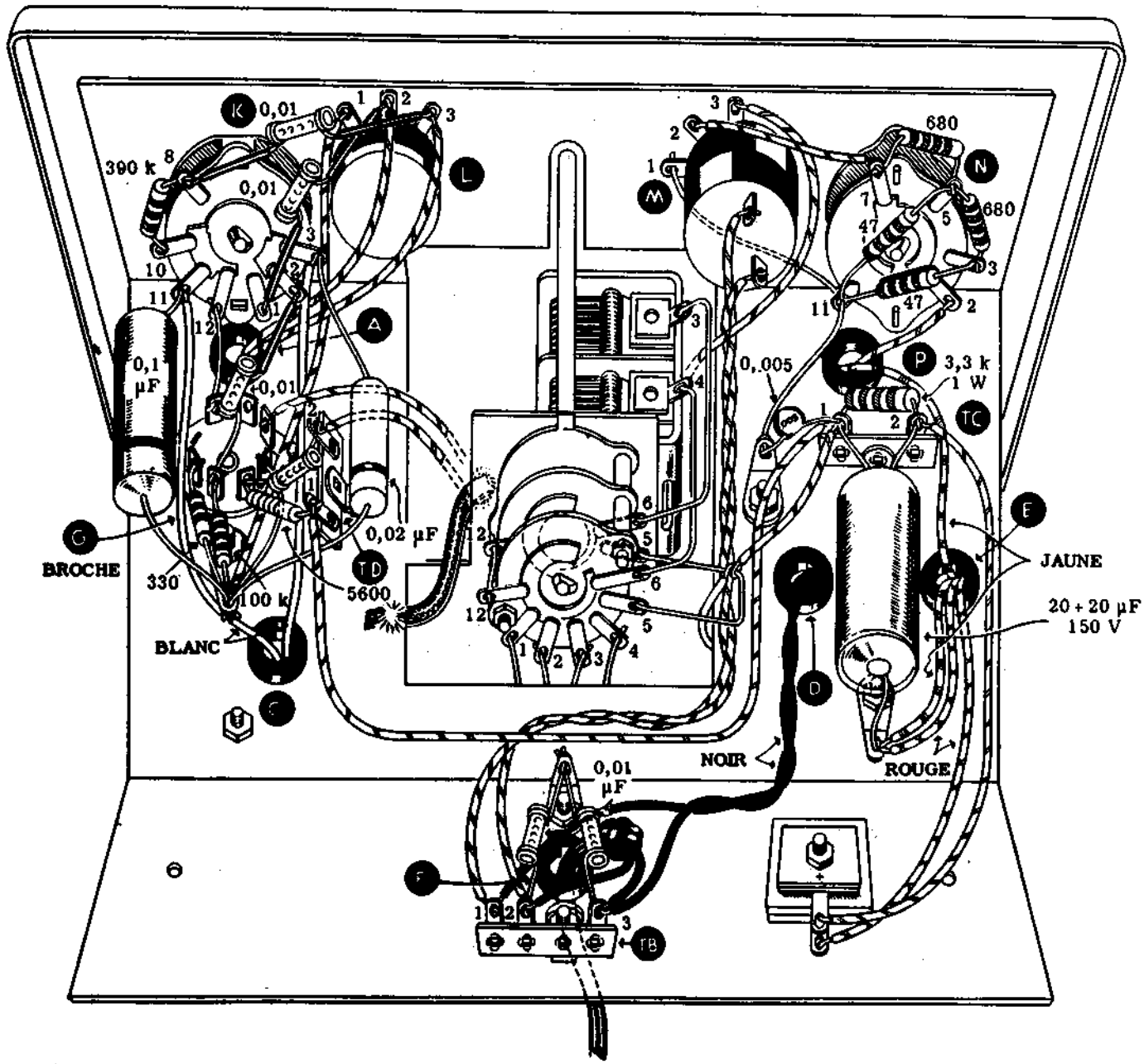


Fig. 8 - Vue intérieure du grand châssis entièrement câblé. Les valeurs des principaux composants ont été également indiquées. La couleur des fils de connexion du transformateur devra être respectée. Les chiffres indiqués pour les contacts du contacteur de gammes correspondent à ceux du schéma général de la figure 1.

Le montage électrique

Comme pour tout appareil électronique, le câblage débute par la pose du fil de masse, constitué par un fil de cuivre étamé de 2 mm de diamètre, sur lequel aboutiront toutes les connexions reliées à la masse.

Les composants fournis avec l'ensemble « prêt à câbler » (c'est-à-dire les résistances, les condensateurs, etc...) sont terminés par des fils beaucoup plus longs qu'il n'est nécessaire. Ils devront être coupés au fur et à mesure, à la longueur voulue, non sans les avoir recouvert — là où c'est utile — d'un souplisso isolant.

On commencera par le câblage de la partie alimentation, c'est-à-dire du transformateur, du redresseur et de la cellule de filtrage.

Le câblage de l'appareil proprement dit sera exécuté en deux étapes: on montera tout d'abord le plus grand châssis, sur lequel se trouvent le tube 6C4, l'alimentation, le panneau avant, etc... On montera ensuite le châssis plus petit supportant l'oscillateur HF, constitué par le tube 12AU7, les bobinages, le contacteur de gammes et les autres petits éléments qui y sont associés. Les deux unités seront ensuite réunies mécaniquement et électriquement.

La figure 6 montre le châssis de la partie HF, avec tous ses composants, vu par-dessus; la figure 7 montre ce même châssis vu par-dessous. En suivant le schéma électrique et en se référant aux lettres et aux numéros indiqués sur chaque figure, il sera très facile de reconnaître les divers éléments du circuit et les connexions s'y rattachant.

La **figure 8** montre l'appareil terminé, représenté

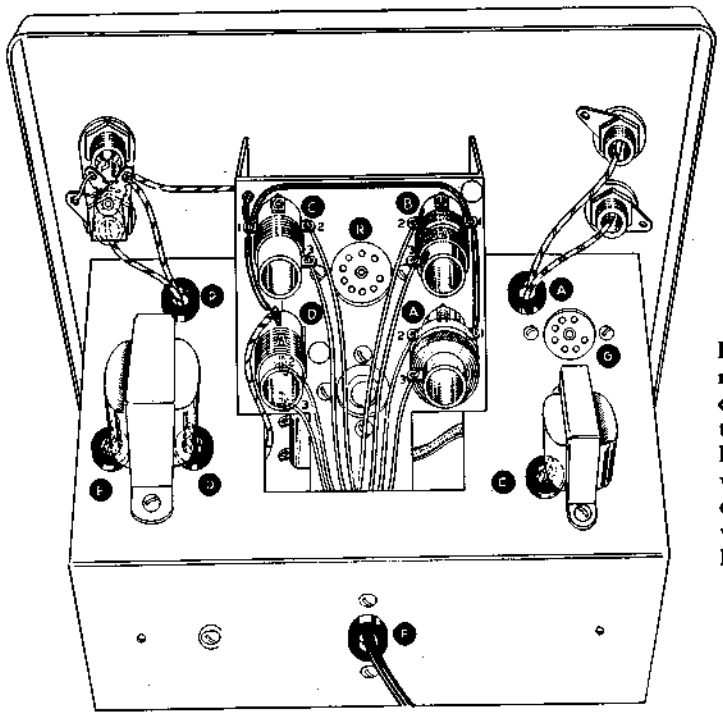


Fig. 9 - Vue de la partie supérieure de l'appareil terminé. On remarquera l'emplacement du petit châssis supportant tous les éléments de la section HF. On voit également le transformateur d'alimentation et l'inductance BF suffisamment éloignés l'un de l'autre pour éviter tout couplage inductif. Sur le côté vertical arrière du châssis, apparait le cordon secteur relié aux cosses relais placées à l'intérieur. Sur le panneau avant sont visibles les prises de sortie HF et BF, ainsi que le voyant lumineux.

également, de l'autre côté, sur la **figure** 9. Sur cette dernière, par souci de clarté du dessin, les lampes n'ont pas été représentées.

Préparation du câble de sortie

Une fois terminé le câblage de l'appareil, on peut passer à la confection du câble de liaison extérieur. Les diverses opérations sont illustrées sur les **figures 10 et 11.**

Comme on peut le voir, une des extrémités du câble blindé est reliée à une prise, elle-même blindée, tandis qu'à l'autre extrémité sont soudées deux pinces crocodiles qui servent à brancher le câble aux circuits de l'appareil à essayer.

On commencera tout d'abord par détacher de la prise le manchon à ressort servant à protéger le câble blin-

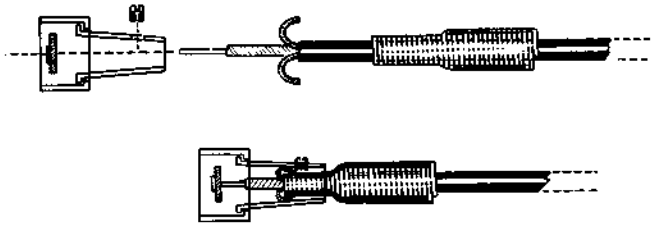


Fig. 10 - Montage du câble blindé dans la fiche à serrage par vis. Il faut prendre garde aux risques de courts-circuits entre le conducteur central et la gaine de blindage.

dé; il suffit, pour cela, de dévisser la vis latérale. Ce manchon protecteur sera ensuite enfilé sur le câble de telle sorte que l'extrémité de plus faible diamètre soit tournée du côté où la prise sera soudée. On enlèvera ensuite l'isolant extérieur du câble sur une longueur de 20 mm, environ, et l'on retournera la tresse métallique de blindage comme « un poignet de chemise ». Il sera, ainsi, facile de la réunir au manchon de protection en assurant le contact entre la tresse et le ressort de la manière indiquée sur la figure. Cela fait, on dénude le conducteur central sur une longueur de 3 mm environ et, après avoir introduit le câble à l'arrière de la prise, c'est-à-dire du

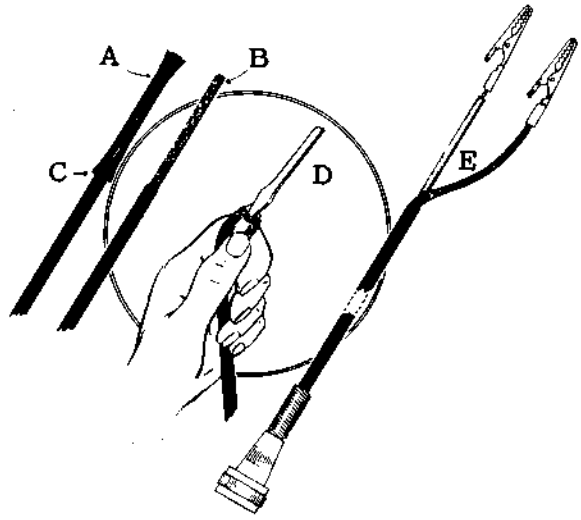


Fig. 11 - Préparation de l'extrémité du câble portant les deux pinces crocodiles. La longueur des deux branches terminales (environ 10 cm) suffit pour permettre de relier le câble en n'importe quel point du circuit du récepteur à essayer.

côté conique, on le pousse vers l'avant jusqu'à ce que le conducteur central sorte du trou percé dans la plaquette isolante et muni d'un oeillet métallique. Ce conducteur central sera soigneusement soudé à cet

oeillet en déposant une goutte de soudure aussi ronde et brillante que possible.

Enfin on introduira à fond le manchon de protection, relié à la tresse métallique, dans la partie conique de la prise et on serrera la vis latérale de fixation.

La figure 1 montre le mode de fixation des pinces crocodiles à l'extrémité opposée de ce câble. L'isolant extérieur sera enlevé sur une longueur de 10 cm, environ. Puis on sépare la tresse métallique du conducteur central suivant le procédé habituel. Pour cela, on repousse d'abord la tresse en la faisant coulisser sur le conducteur central ce qui provoque l'élargissement des mailles. En un point proche du commencement de la gaine extérieure, c'est-à-dire à environ 10 centimètres de l'extrémité, on élargit ces mailles en se servant d'une petite pince ou de l'extrémité d'un tournevis, puis on tire vers l'extérieur le conducteur central. Après avoir complètement séparé ces deux conducteurs, la tresse métallique vide sera serrée entre les doigts pour l'aplatir et former, ainsi, un fil souple nu. Les deux pinces crocodiles seront alors soudées et le câble sera prêt à être utilisé.

Vérification et mise au point

La vérification des circuits se fera suivant les méthodes déjà expliquées précédemment. On commencera, tout d'abord, par s'assurer que les connexions réalisées sont bien conformes au schéma électrique et aux différents plans de câblage. Avant d'appliquer la tension du secteur on vérifie avec un ohmmètre qu'il n'y a pas de courts-circuits aux bornes de la tension anodique, c'est-à-dire entre le pôle positif du second condensateur de filtrage et la masse. Puis, sans placer les lampes dans leurs supports, on branche l'appareil au réseau en s'assurant, au préalable, que la tension du secteur on vérifie avec un ohmmètre qu'il teur d'alimentation. L'enroulement primaire de ce transformateur peut être adapté aux deux tensions secteur, 110 ou 220 volts, comme le montre la **figure 12,** en branchant les deux sections du primaire en parallèle ou en série. Si la tension du secteur est différente de 110 ou de 220 volts, il convient d'utiliser un autotransformateur d'une puissance de 30 watts, environ.

Après avoir mis sous tension l'appareil au moyen de l'interrupteur combiné avec l'atténuateur (M), indiqué « RF OUTPUT » sur le panneau, vérifier avec un multimètre sur la sensibilité alternatif qu'une tension de 6 volts environ est appliquée aux filaments des deux lampes et qu'entre l'entrée du redresseur et la masse, la tension alternative est de 50 volts. La lampe témoin du voyant doit s'allumer.

Si tout est en ordre, on peut éteindre l'appareil, placer les lampes dans leurs supports respectifs et le rallumer, pour mesurer les tensions continues. Le tableau ci-contre donne les valeurs des tensions présentes aux différentes broches des tubes; on doit retrouver ces tensions à 10% près.

TUBES	BROCHES								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
6C4	65	*NC*	6,3 alt.	0	65	—6.5	1		
12AU7	65	—2	2,5	6,3 alt.	6,3 alt.	85	*	0	0

NC = Non reliée

* = De —3 à —30 volts suivant les gammes.

Si toutes les tensions sont correctes, il ne reste plus qu'à vérifier le fonctionnement, lequel sera déjà contrôlé par la présence d'une tension sur la broche 7 de la lampe 12AU7.

La valeur de cette tension n'a aucune importance; elle n'apparaît que si la lampe oscille et son amplitude dépend de la fréquence. L'absence de cette tension, c'est-à-dire d'une déviation quelconque de l'aiguille d'un voltmètre, placé sur la sensibilité 50 volts c.c., et dont la pointe de touche positive est reliée à la masse et la négative à la broche du tube, indique que cette lampe ne produit pas d'oscillations à haute fréquence. Dans ce cas, il conviendra de revoir le circuit en entier et de vérifier, encore une fois, que les connexions ont été correctement réalisées.

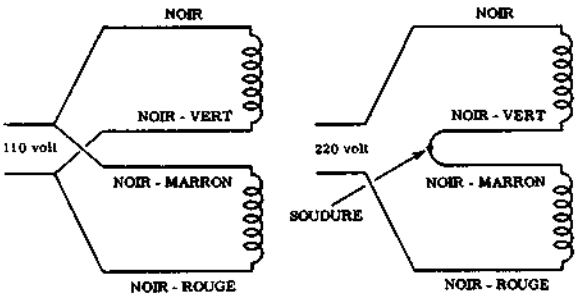


Fig. 12 - En branchant en série ou en parallèle les deux sections de l'enroulement primaire du transformateur d'alimentation, on peut le faire fonctionner sur des secteurs dont les tensions sont respectivement de 220 ou de 110 volts.

Il nous faut, maintenant, préciser que l'étalonnage de l'instrument, c'est-à-dire la « mise au point » des différentes échelles, a été faite à l'usine sur un appareil identique monté de la même façon. Cet étalonnage tient donc compte des capacités réparties du câblage, des inductances parasites et de tous les autres facteurs visibles ou non. Il en résulte qu'en principe, aucune mise au point particulière n'est nécessaire; les fréquences indiquées sur le cadran, pour les différentes gammes, doivent correspondre à la fréquence réelle, avec une tolérance de l'ordre de 2 à 3%. Une différence plus grande ne peut provenir que d'une erreur de connexion ou de l'inversion du sens

de branchement d'une bobine. Nous ne pouvons conseiller à nos lecteurs de comparer l'étalonnage avec celui d'un instrument analogue, car aucun d'eux ne peut être considéré comme un « générateur étalon », à moins qu'il ne s'agisse véritablement d'un instrument de ce type dont la précision est connue.

On peut, toutefois, vérifier l'étalonnage d'une manière relativement simple, bien que précise, qui sera décrite plus loin, après que nous aurons donné quelques indications sur le mode d'utilisation de l'appareil.

Mode d'utilisation

Nous ne pouvons, pour le moment, donner tous les détails sur les différentes utilisations possibles d'un tel instrument de mesure, car le lecteur ne pourra les comprendre qu'après avoir étudié à fond les récepteurs superhétérodynes. Il nous suffira donc, pour l'instant, de connaître la fonction des différentes commandes et prises placées sur le panneau avant. La méthode d'étalonnage fera l'objet d'une leçon détaillée qui sera donnée par la suite.

Les deux prises placées sur le panneau, en haut à gauche, servent aux liaisons avec la partie Basse Fréquence de l'appareil. Suivant que le sélecteur « MODULATION », placé sous ces prises, est sur la position « EXT » ou « INT », il est possible, soit d'introduire un signal BF extérieur pour moduler l'oscillateur, en se servant de la prise « IN » (entrée), soit de prélever le signal à 400 Hz produit par l'appareil, sur la prise « OUT » (sortie). Evidemment, sur la position « INT », le signal à 400 Hz est également appliqué à l'oscillateur HF, pour donner un signal modulé.

Le bouton marqué « AF IN-OUT » (Basse Fréquence en service ou non), remplit deux fonctions distinctes, ainsi que nous l'avons dit plus haut. Lorsque le sélecteur est sur la position « INT », ce bouton permet de faire varier de zéro au maximum l'amplitude du signal BF disponible sur la prise « OUT ». Si le sélecteur est sur la position « EXT », ce même bouton permet d'ajuster l'amplitude du signal BF extérieur appliqué sur la grille de la 6C4, par l'intermédiaire de la prise « NI ».

Les deux boutons situés en bas et à droite sont les atténuateurs. Le premier, marqué « RF OUTPUT » (sortie HF), fait varier d'une manière continue l'amplitude du signal Haute Fréquence (car il commande le potentiomètre « M » du schéma de la figure 1), et permet en outre, d'allumer ou d'éteindre le générateur au moyen de l'interrupteur secteur qui lui est couplé. Le second bouton, le dernier vers la droite, commande le multiplicateur « N ». Il est marqué « RF STEPS » et peut prendre trois positions, correspondant à trois niveaux du signal de sortie, soit « LOW » (faible), « MEDIUM » (moyen) et « HIGH » (élevé). C'est ainsi que pour chacune de ces trois positions, on peut faire varier l'amplitude du signal disponible à la sortie de l'appareil entre zéro et sa valeur maximale, en agissant sur le potentiomètre « RF OUTPUT », servant au réglage fin.

Le câble blindé de sortie doit être branché à la prise « RF OUT » (sortie HF). On se souvient que la pince crocodile reliée à la tresse métallique doit être reliée à la masse de l'appareil à essayer. Ce câble peut également être branché à la prise « AF OUT » lorsqu'on désire prélever le signal à 400 Hz.

Enfin, le bouton central, muni d'une flèche, commande le condensateur variable d'accord et permet la lecture facile des fréquences sur les cinq échelles correspondant aux différentes gammes. Ces échelles sont étalonnées en kHz pour les gammes inférieures et en MHz pour celles de fréquences plus élevées.

L'utilisation de l'instrument consiste simplement à prélever à sa borne de sortie un signal à Haute Fréquence, modulé ou non, par l'oscillateur interne à 400 Hz, ou par une tension BF extérieure, et de l'appliquer à l'entrée d'un récepteur (aux bornes Antenne et Terre) ou en un point quelconque du circuit. On peut ainsi pratiquer l'alignement des différents circuits accordés, ou bien déceler le non fonctionnement d'un ou de plusieurs étages, ou, encore, mesurer l'amplification fournie par une lampe. Evidemment, la fréquence et l'amplitude du signal appliqué au récepteur à essayer seront fonction de la position des différents boutons de commande du générateur.

Vérification de l'étalonnage

Nous avons dit plus haut que l'on pouvait contrôler la fréquence du signal produit par le générateur d'une façon relativement simple. Il suffit pour cela de disposer d'un récepteur en bon état de fonctionnement et de l'accorder sur une station d'émission dont la fréquence est connue. On peut connaître cette fréquence au moyen des indications fournies par certaines Revues spécialisées, comme celles donnant les programmes de Radio, par exemple. Le récepteur étant accordé sur cette station, il suffit alors d'injecter en même temps le signal produit par le générateur sur cette même fréquence. Pour cela, après avoir réglé l'amplitude du signal du générateur au moyen des atténuateurs, on fait varier l'accord jusqu'à entendre, dans le haut-parleur du récepteur, un sifflement à fréquence variable produit par le battement entre les deux signaux HF qui entrent dans le récepteur.

Sans toucher à l'accord du récepteur qui doit toujours être réglé exactement sur l'émetteur choisi, on fait alors varier lentement l'accord du générateur jusqu'à ce que le sifflement d'interférence devienne de plus en plus grave et soit presque inaudible. La fréquence du signal du générateur sera alors égale à celle de l'émetteur reçu et qui est parfaitement connue. En lisant l'indication portée sur le cadran, il sera facile de vérifier si la fréquence qu'il indique correspond à celle réellement produite, en tenant compte de la tolérance indiquée par le constructeur.

Cette vérification pourra se faire sur des fréquences différentes en prenant toujours comme étalon des émetteurs connus. Toutes les échelles pourront ainsi être facilement contrôlées. *Kit disponible chez Tranchant - Electronique 22 bis, rue de Terre-Neuve - Paris 20*ème

Leçon n° 69

QUESTIONS sur les LEÇONS N^os 67 et 68

N. 1 — Quelles sont les principales applications dans lesquelles on utilise un circuit oscillateur ?

N. 2 — Quels sont les éléments dont la valeur détermine la fréquence du signal produit par un oscillateur HF?

N. 3 — Quels sont les principaux moyens utilisés pour obtenir des oscillations ?

N. 4 — Comment sont-ils appliqués?

N. 5 — Comment s'assure-t-on du fonctionnement d'un étage oscillateur?

N. 6 — Pour quelle raison la grille d'une lampe oscillatrice doit-elle être auto-polarisée ?

N. 7 — Si dans un montage Hartley, la bobine du circuit oscillant a une inductance de 1 mH et le condensateur une capacité de 1 000 pF, quelle sera la fréquence des oscillations produites?

N. 8 — Pour quelle raison, dans un oscillateur Colpitts, l'alimentation doit - elle se faire en parallèle ?

N. 9 — De quelle façon le couplage de réaction se produit - il dans un oscillateur à grille et plaque accordées?

N. 10 — Pour quelle raison, dans un oscillateur à couplage électronique, la stabilité de la fréquence est-elle à peu près indépendante de la charge?

N. 11 — Qu'entend-on par « effet piézo-électrique »?

N. 12 — Dans un oscillateur à cristal, comment doit être la fréquence d'accord du circuit oscillant de plaque ?

N. 13 — Dans un oscillateur BF, quels sont les composants qui diffèrent de ceux utilisés dans un oscillateur HF ?

N. 14 — Quels sont les composants qui déterminent la fréquence des oscillations dans un oscillateur à pont de Wien?

N. 15 — Quel est le rôle de la petite lampe à incandescence ou de la thermistance, dans un montage oscillateur à pont de Wien?

N. 16 — Pour quelle raison, dans un oscillateur à déphasage, utilise-t-on trois cellules RC dans le circuit grille?

N. 17 — Quel est le rôle de la contre - réaction, ou réaction négative, dans un oscillateur à Basse Fréquence?

N. 18 — Qu'entend - on par « fondamentale » et par « harmonique »?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 523

N. 1 — Six. Dans un tel cas la lampe est appelée octode. Il n'y a pas de tube ayant un plus grand nombre de grilles.

N. 2 — Parce qu'en réunissant plusieurs unités dans une même ampoule, on réalise une économie de matière et de place. Elles permettent la réalisation d'appareils plus compacts et plus économiques.

N. 3 — Parce que, étant donné que le courant ne passe que quand le gaz est ionisé, si l'on réduit la tension après l'ionisation, le courant maintient encore l'ionisation. En réduisant cette tension au-delà d'une certaine limite (tension d'extinction), l'ionisation cesse.

N. 4 — Dans un tube à gaz pour courant continu, la cathode est plus grande que la plaque et la luminosité se produit seulement à proximité de la cathode. Par contre, dans un tube à gaz pour courant alternatif, les deux électrodes ont la même dimension et la luminosité est la même à proximité des deux. Le tube pour c.a. peut fonctionner également sur courant continu, tandis qu'un tube pour c.c. ne peut pas fonctionner sur courant alternatif.

N. 5 — C'est la tension maximum qui, appliquée au tube avec une polarité contraire à la polarité normale de fonctionnement, est de peu inférieure à celle nécessaire pour produire l'ionisation. Il est indispensable d'en tenir compte afin d'éviter qu'un courant de polarité inverse ne produise l'ionisation du tube.

N. 6 — La vapeur de mercure.

N. 7 — Pour donner au mercure — qui se trouve à l'état liquide quand le tube est froid — le temps de s'évaporer.

N. 8 — C'est une triode dans l'ampoule de laquelle on a introduit une petite quantité de gaz.

N. 9 — Ce tube doit avoir des électrodes de très petites dimensions, très rapprochées les unes des autres et ne doit pas avoir de culot.

N. 10 — Un récepteur à réaction, en général, n'a pas d'étages à amplification HF et — sauf cas particuliers — il ne comporte qu'un seul circuit accordé.

N. 11 — Il y a en six: la détection par diode, la détection par la plaque, par la grille, la détection à impédance infinie, la détectrice à réaction et à super-réaction.

N. 12 — C'est avant tout la médiocre sélectivité en regard des émetteurs rapprochés. En outre, l'accord est critique car on doit se tenir à la limite de l'accrochage. Enfin, il rayonne facilement des ondes pouvant intrférer avec les récepteurs voisins.

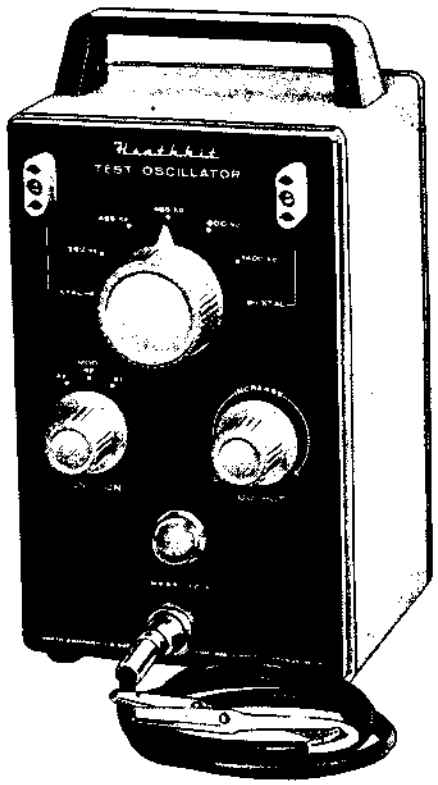
N. 13 — La C.A.V. est la Commande Automatique de Volume, ou commande automatique de l'amplification HF. Elle sert à maintenir la puissance de sortie à un volume constant, indépendant de l'intensité du signal reçu.

N. 14 — La C.A.V. agit sur la polarisation des grilles des lampes amplificatrices HF et fait varier leur amplification.

N. 15 — Ce doit être un tube à pente variable, c'est-à-dire dont la grille de commande est à pas variable.

N. 16 — Pour compenser les différences inévitables entre les capacités des différentes sections d'un condensateur variable multiple. En réglant ces ajustables, on ajuste la fréquence de départ de chaque circuit accordé pour qu'ils fonctionnent tous exactement sur la même fréquence.

CONSTRUCTION d'un OSCILLATEUR MODULE à fréquences fixes



Caractéristiques générales

5 fréquences fixes à sélection par contacteur: 262 - 455 465 - 600 - 1 400 kHz.

Précision: ± 0,5%.

Calibrage par cristal: sur le panneau avant deux supports permettent de monter des quartz commutables par le contacteur.

Modulation BF: 400 Hz à 30%.

Sorties disponibles: HF pure, HF modulée et BF (par commutateur).

Niveau de sortie: réglable d'une manière continue.

Niveau de sortie BF: 10 volts eff. max.

Niveau de sortie HF: 0,1 volt eff. max.

Lampe utilisée: 12AU7.

Alimentation par transformateur et redresseur au sélénium.

Secteur: 105 - 125 volts, 50/60 Hz, 10 watts.

Description du montage

L'oscillateur Haute Fréquence modulé, mod. « TO-I », bien qu'ayant des caractéristiques très inférieures à celles du mod. « SG-8 », décrit dans la précédente leçon, est très utile, tant pour l'alignement des récepteurs, que pour la recherche des pannes dans les étages à Haute Fréquence et à Fréquence Intermédiaire des récepteurs de radio. Cet oscillateur, diffère du précédent en ce qu'il ne délivre que des tensions à fréquences fixes, pouvant être utilisées, soit sur la fondamentale, soit sur leurs harmoniques. En se servant des harmoniques, il est d'ailleurs possible d'employer cet oscillateur pour l'alignement des bandes d'Ondes Courtes. La facilité avec laquelle on peut disposer des différentes fréquences d'alignement, ainsi que la possibilité d'effectuer des étalonnages précis au moyen de quartz extérieurs, font que cet appareil, aux utilisations multiples, est un instrument de travail extrêmement utile. La **figure 1** en illustre le circuit électrique.

Oscillateur HF: Les oscillations HF sont, là encore, produites par un oscillateur Colpitts à excitation en parallèle. Dans ce montage (voir **figure 2**), le circuit composé de C_1, C_2, C_3, C_4 et de la bobine L est branché entre la grille et la plaque de la triode oscillatrice. Le circuit oscillant est constitué par les condensateurs C_2 et C_3 et par les différentes bobines dont la combinaison permet l'accord sur les fréquences indiquées plus haut.

Le condensateur C_4 n'a aucun effet sur la fréquence du signal, il sert uniquement à polariser la lampe par le courant grille, en liaison avec la résistance placée dans la cathode. Le condensateur C_1 bloque la tension continue d'alimentation de la plaque et évite que cette tension ne soit appliquée aux contacts du sélecteur de fréquences (voir schéma général).

Ce circuit appartient à la famille des oscillateurs dits « à trois point », dans lesquels la tension de réaction est fournie, non pas par un bobinage de réaction, mais par une combinaison d'impédances telles que les phases du signal, mesurées au points a et b, par rapport à c (voir figure 2) soient opposées.

Nous savons qu'une lampe amplificatrice inverse la phase d'un signal. Le circuit « à trois points » — comme nous venons de le dire — produit en b un signal dont la phase est opposée à celle du point a, c'est-à-dire qu'il est à nouveau en phase avec le signal grille. De ce fait, le signal continue à augmenter d'amplitude jusqu'à ce que la saturation ou le cut-off du tube limitent cette amplitude à une valeur maximale. La fréquence est déterminée par les valeurs de L, C_2 et C_3.

L'entrée en oscillations se produit automatiquement dès que la cathode de la lampe a atteint sa température d'émission; elle est provoquée par les faibles perturbations de courant qui existent en permanence dans les circuits électriques (agitation thermique, potentiels de contact,...). La résistance de cathode de la lampe oscil-

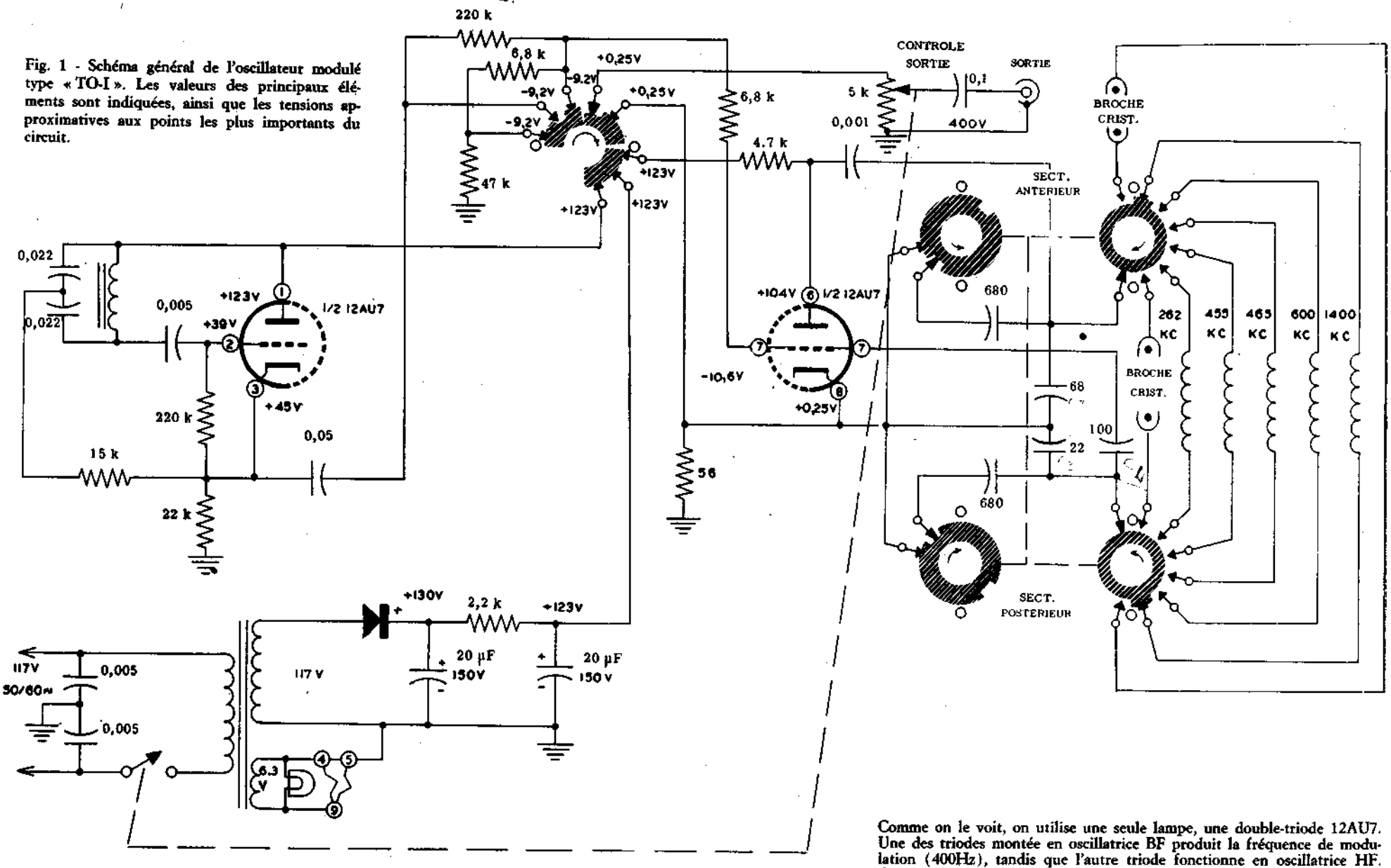


Fig. 1 - Schéma général de l'oscillateur modulé type « TO-I ». Les valeurs des principaux éléments sont indiquées, ainsi que les tensions approximatives aux points les plus importants du circuit.

Comme on le voit, on utilise une seule lampe, une double-triode 12AU7. Une des triodes montée en oscillatrice BF produit la fréquence de modulation (400Hz), tandis que l'autre triode fonctionne en oscillatrice HF. Ce montage délivre des fréquences fixes déterminées par les inductances des cinq bobinages commutables.

On peut également disposer de deux autres fréquences par l'insertion dans les supports spéciaux montés sur le panneau avant de deux cristaux de quartz. Dans ce cas, la fréquence des oscillations est déterminée par les caractéristiques des cristaux utilisés. En plaçant le sélecteur « Function » sur la position « A.F. » (Basse Fréquence), on peut disposer seulement de la fréquence de modulation à 400 Hz pour l'essai des étages amplificateurs à Basse Fréquence.

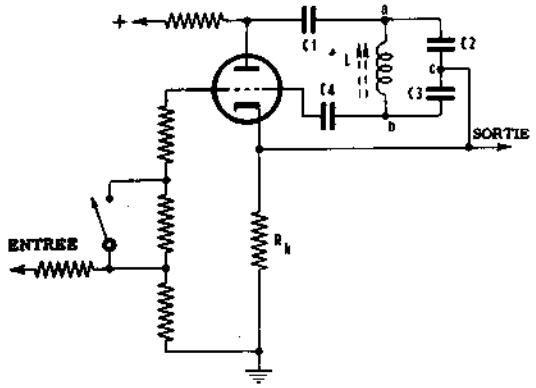


Fig. 2 - Schéma de principe du montage Colpitts servant à la production des signaux HF.

latrice Rx permet de recueillir le courant à Haute Fréquence circulant dans le tube. C'est de cette résistance que part le circuit régulateur du niveau de sortie du signal.

La fréquence de l'oscillateur est réglée sur cinq valeurs fixes par commutation de la bobine L.

Lorsqu'on utilise un cristal de quartz, les condensateurs C_2 et C_3 et la bobine L sont mis hors circuit et remplacés simplement par le cristal lui-même. Le montage devient ainsi un oscillateur « Pierce » (voir la 67ème leçon), dans lequel tous les éléments réactifs nécessaires pour produire une fréquence déterminée sont contenus dans le cristal lui-même (circuit équivalent).

Modulation: La modulation de l'oscillateur est obtenue en injectant sur la grille une tension BF à 400 Hz, produite par un oscillateur séparé. De ce fait, la polarisation de la lampe oscillatrice varie à la fois sous l'effet de la tension HF et de la tension BF. L'amplitude de cette dernière est réglée de telle sorte qu'un taux de modulation de 30% soit obtenu. L'oscillateur se trouve donc être modulé en amplitude par son circuit grille (modulation par la grille).

Oscillateur Basse Fréquence: Le schéma de l'oscillateur BF (**figure 3**) est identique à celui de l'oscillateur HF. Naturellement, les valeurs des réactances employées sont différentes et conviennent à la production des fréquences audibles. Par exemple, l'inductance L est bobinée sur un noyau magnétique, nécessaire pour atteindre la self-induction désirée; de même, les condensateurs d'accord sont de capacité beaucoup plus forte.

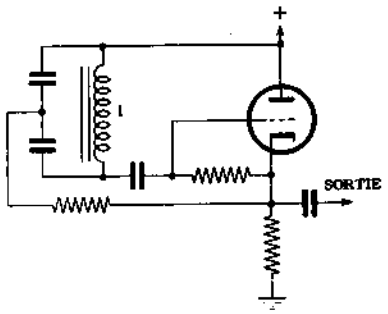


Fig. 3 - C'est également le montage Colpitts qui est employé pour la production des signaux BF. Comme on le voit, le couplage entre la plaque et la grille du tube se fait à travers la bobine à noyau magnétique. Le signal de sortie est prélevé aux bornes de la résistance de cathode, sous une faible impédance. La modulation à 400 Hz est également disponible aux bornes de sortie du générateur.

Dans ce circuit, comme pour l'oscillateur HF, le signal de sortie est prélevé aux bornes de la résistance de cathode et est transmise au circuit de grille de l'oscillateur pour le moduler.

Alimentation: Ce circuit est classique; la haute tension est fournie par un transformateur associé à un redresseur au sélénium (redressement d'une alternance). Le dispositif de filtrage comporte une résistance et deux condensateurs électrolytiques. La faible consommation anodique de l'appareil a permis, en effet, de remplacer la bobine de filtre habituelle par une simple résistance. L'enroulement de chauffage des filaments a un côté la masse.

Le montage mécanique

Nous n'avons pas grand chose à ajouter aux conseils déjà donnés à l'occasion de réalisations similaires. Le montage mécanique débutera par la mise en place des composants les plus lourds et par les divers accessoires nécessaires à la réalisation du câblage. Du fait du nombre très réduit des éléments, ce câblage ne présente aucune difficulté particulière. Sur le panneau avant nous voyons à la partie supérieure les deux supports de quartz; en dessous, la prise de sortie et le voyant lumineux, ainsi que trois trous pour la fixation du sélecteur de fréquences, du contacteur permettant de choisir le signal de sortie, et de l'atténuateur. Ce dernier est constitué par un simple potentiomètre.

Le montage des diverses parties mécaniques et des accessoires placés sur le châssis supportant la plus partie du câblage se fait aisément en observant les **figures 4** et **5** où sont figurées également les premières connexions à réaliser.

Le montage électrique

Comme de coutume, on commencera par câbler la partie alimentation, avant de fixer le châssis sur le panneau avant. Les composants de ce circuit sont le transformateur d'alimentation, les condensateurs de filtrage et la cosse relais supportant divers éléments plus petits.

Au cours de ce câblage on aura soin de respecter la polarité des condensateurs électrolytiques: le pôle négatif, commun aux deux condensateurs, est constitué par le boîtier en aluminium sur lequel est rivée une cosse; les pôles positifs sont disposés sur une plaquette isolante sertie à l'extrémité opposée de la cartouche.

Une fois terminé le câblage de la partie alimentation, on passe au montage de l'oscillateur BF, monté en dessous du châssis. Les éléments de ce circuit sont: l'inductance sur circuit magnétique, le support de lampe et les deux cosses relais. Pendant l'exécution des soudures sur les cosses du support et des relais, il faut éviter de trop chauffer ces parties et de déposer une trop grande quantité d'étain. Cela peut produire, en effet, des pertes d'isolement dont la conséquence est une instabilité ou une irrégularité de fonctionnement. Dans ce cas, la mise au point — qui est très simple pour cet instrument — deviendrait plus difficile.

Une fois terminé le câblage de ces deux circuits, il

faut fixer le châssis au panneau avant pour commencer le montage des circuits de l'oscillateur HF et des différentes commandes.

Les **figures 6** et **7** montrent le détail du câblage du contacteur de choix du signal et du potentiomètre atténuateur. On y voit, d'une manière très explicite, les diverses soudures à exécuter tant sur le contacteur que sur le potentiomètre.

La **figure 8** montre la partie supérieure du panneau fixé au châssis. Comme on peut le constater, la lampe est tournée vers le bas afin de permettre de courtes liaisons entre son support et les contacteurs.

Lors de l'étude du prototype de cet intrument, le constructeur a pris soin d'éloigner suffisamment les circuits oscillants (qui sont montés sur la face opposée du châssis) de l'alimentation. Cette dernière est rassemblée dans un angle et la disposition adoptée pour le placement des divers éléments permet de réaliser des connexions très courtes.

Le câble de sortie est relié à l'instrument au moyen d'une prise du type pour microphone. Il convient de faire très attention en dénudant le câble blindé et en exécutant les soudures sur la prise, afin d'éviter que des fils de la tresse métallique ne viennent produire des contacts accidentels avec le conducteur central. Il est également recommandé de ne déposer qu'une petite quantité de soudure pour éviter qu'un excès de pâte décapante, déposée sur l'isolant du connecteur, ne produise des pertes.

Le cordon reliant l'appareil au secteur traverse la paroi du châssis au moyen d'un passe-fil en caoutchouc. Après avoir ainsi terminé le montage de l'appareil, on peut commencer la vérification et la mise au point.

Vérification et mise au point

Si le montage et le câblage ont été exécutés avec soin, sans commettre d'erreurs, l'instrument doit fonctionner immédiatement. Il convient de rappeler que cet appareil a été conçu pour un réseau électrique de 110 volts et qu'il conviendra, en conséquence, de prévoir un auto-transformateur si la tension est différente de celle-ci. Suivant les précautions habituelles, on aura soin de débarasser le châssis de tous les résidus de soudure ou de fils, avant sa mise sous tension. On s'assurera également, avec un ohmmètre, qu'il n'y aucun court-circuit ou perte d'isolement entre le secteur et le châssis.

La résistance mesurée entre les broches de la prise secteur doit être de l'ordre de 120 à 130 ohms avec l'interrupteur de mise en marche fermé. On mesurera la résistance entre les cosses 1 et 5 de la cosse relais d'alimentation. L'ohmmètre devra indiquer une résistance d'au moins 100 000 ohms, une fois que les condensateurs électrolytiques de filtrage se sont chargés. Cette résistance ne doit pas varier lorsqu'on tourne le contacteur permettant le choix du type de signal de sortie (HF pure, BF ou HF modulée). On vérifiera également au moyen d'une petite pince, sans excercer une trop forte traction, que les diverses soudures sont bien faites, et non seulement collées, et qu'il n'existe pas de fragments de fils de câblage pouvant provoquer des courts-circuits entre les divers composants. On s'assurera — au moins visuellement, si l'on ne dispose pas d'un ohmmètre — qu'il n'y a pas de contacts accidentels entre les cosses 1 et 6 du support de lampe, entre les points 1 et 4 du relais à 4 cosses, entre les cosses 7, 8 et 9 du contacteur de signal, ainsi qu'entre les diverses cosses du relais de la partie alimentation.

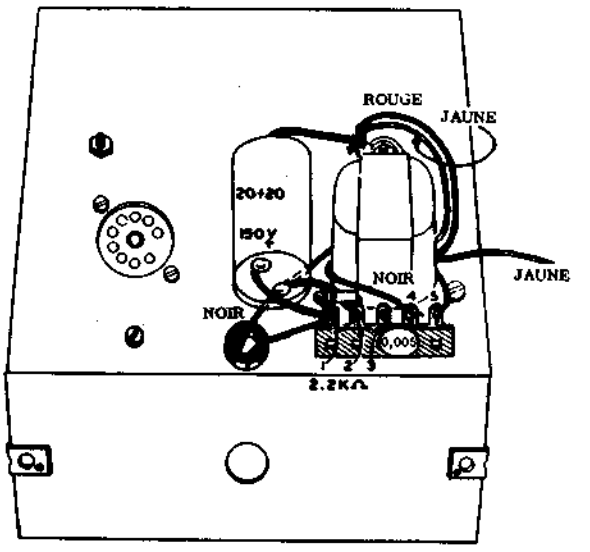


Fig. 4 - Disposition des composants les plus volumineux sur le châssis. Remarquer la position du transformateur et l'orientation du support de lampe. Le redresseur est relié aux cosses 2 (+) et 5 (—) de la barrette relais.

Tous les points mentionnés ci-dessus se trouvent à un potentiel élevé par rapport à la masse et tout isolement insuffisant risquerait d'endommager gravement l'alimentation en détériorant facilement le redresseur au sélénium.

Commandes extérieures: Le sélecteur de fréquences (au centre du panneau avant), permet de choisir une des 5 fréquences mentionnées au début de cet article ou deux positions d'étalonnage avec quartz extérieurs.

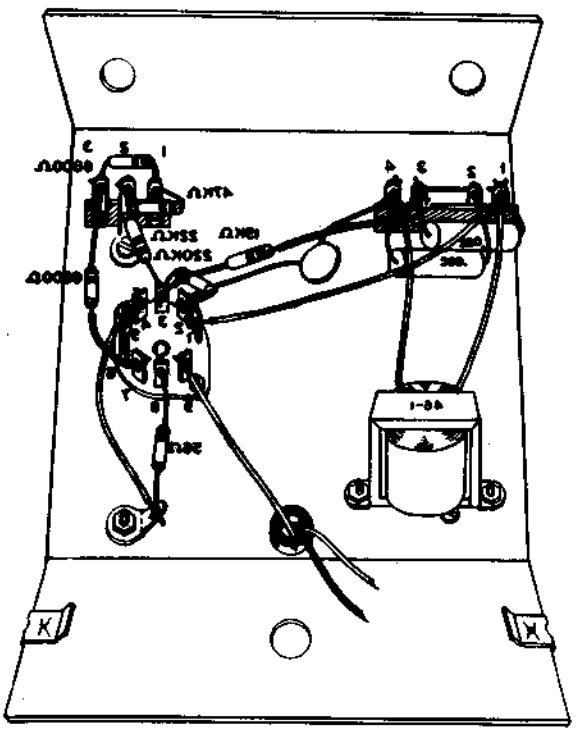


Fig. 5 - Vue de la face supérieure du châssis entièrement monté. On remarquera les divers composants fixés sur les cosses relais.

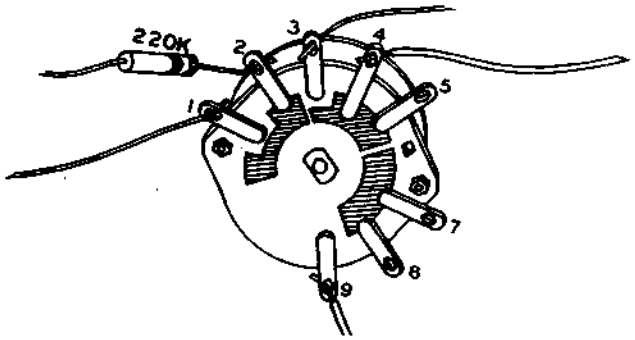


Fig. 6 - Connexions aboutissant au contacteur de sortie « Function ». On notera les positions des différents contacts par rapport au rotor.

Le contacteur du signal de sortie (à gauche) effectue les commutations nécessaires pour obtenir, sur la prise de sortie, de la HF pure, de la HF modulée ou de la BF. L'atténuateur (à droite) règle l'amplitude du signal. Au centre, vers le bas, on trouve le voyant lumineux et en dessous de lui, la prise blindée pour le câble de liaison. Comme on peut le voir sur le schéma général de la figure 1, l'interrupteur de mise en marche est combiné avec le potentiomètre de l'atténuateur. Nous ne nous étendrons pas davantage sur la préparation du câble blindé, car il est identique à celui décrit dans la leçon précédente.

Si l'appareil fonctionne convenablement, on peut passer aux opérations de mise au point et d'étalonnage. On ne doit pas toucher aux noyaux des bobines de l'oscillateur si l'on ne dispose pas d'un autre générateur ayant une précision d'au moins ± 0,1%. En effet, ces noyaux ont été pré-réglés par le constructeur et on ne doit pas avoir besoin d'y retoucher.

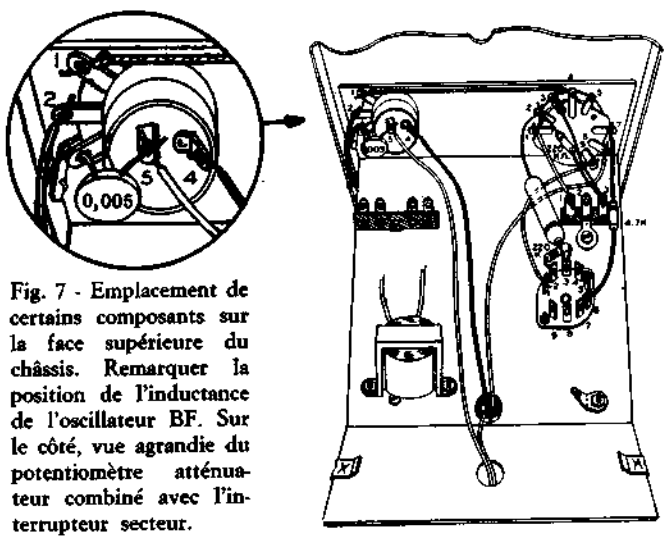


Fig. 7 - Emplacement de certains composants sur la face supérieure du châssis. Remarquer la position de l'inductance de l'oscillateur BF. Sur le côté, vue agrandie du potentiomètre atténuateur combiné avec l'interrupteur secteur.

Mettre en marche l'instrument, en tournant le bouton de l'atténuateur pour fermer l'interrupteur du secteur, et placer le contacteur « FUNCTION » sur la position « MOD. R.F. » (HF modulée). La lampe témoin du voyant doit s'allumer, en même temps que les filaments de la 12AU7. Placer le sélecteur sur la position 262 kHz et accorder un récepteur de Radio, placé près de l'instrument sur la fréquence de 786 kHz (c'est-à-dire sur l'harmonique 3 du signal fourni par le générateur). On entendra dans le haut-parleur une note musicale à 400 Hz. Placer ensuite le contacteur « Function » sur la position « AF » (Basse Fréquence). Dans ce cas, on doit cesser d'entendre la note 400 Hz dans le haut-parleur, mais on remarquera, en même temps, une augmentation sensible du bruit de fond, ou souffle. Ensuite, on placera ce contacteur sur la position « R.F. » (Haute Fréquence non modulée), on ne doit plus entendre aucun son et le bruit de fond doit cesser également. On fera varier l'accord du récepteur pour bien s'en assurer.

Ces mêmes opérations seront répétées sur les autres fréquences en accordant, à chaque fois le récepteur sur les harmoniques des fréquences délivrées par le générateur. Toutefois, les fréquences 600 kHz et 1 400 kHz pourront être reçues directement sur la fondamentale car elles représentent à peu près les limites de la gamme des Ondes Moyennes. Cet essai terminé, on peut placer le générateur dans son coffret métallique.

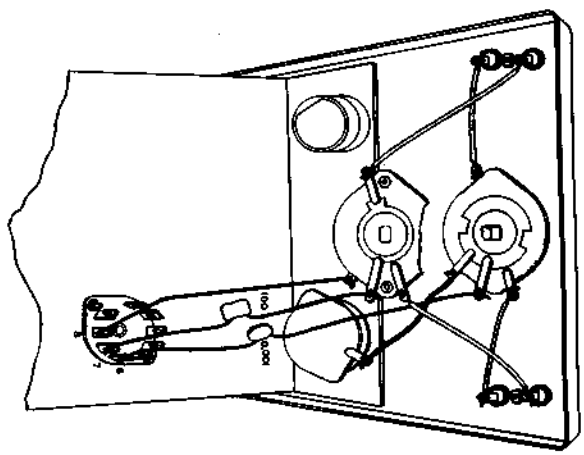


Fig. 8 - Connexions à réaliser entre le contacteur de gammes, fixé sur le panneau avant, et le support de lampe placé sur le châssis. Les deux galettes du contacteur ont été figurées séparées l'une de l'autre, pour la clarté du dessin.

Cet oscillateur n'a pas la prétention de constituer un étalon de fréquence absolu; la fréquence des signaux peut s'écarter — même sur la fondamentale — de quelques kHz de leur fréquence nominale. Mais ceci n'a aucune importance pour l'alignement et la mise au point des récepteurs de Radiodiffusion dont l'étalonnage n'a pas besoin d'être extrêmement rigoureux. De même la fréquence des signaux peut varier de quelques centaines de Hz sous l'effet de la modulation. L'utilité de l'oscillateur « TO-1 » peut être grandement accrue par l'utilisation de cristaux de quartz, dont la précision est très grande.

En cas de non fonctionnement de l'instrument, il convient, avant tout, de procéder à une vérification attentive du câblage. On s'apercevra très certainement qu'une erreur a été commise. Dans le cas contraire, on devra s'assurer qu'aucun composant n'est défectueux: transformateur coupé, lampe en mauvais état,... par exemple. Vérifier également que l'échauffement des divers éléments n'est pas excessif. Mesurer les tensions indiquées sur le schéma général, les valeurs trouvées ne doivent pas différer de plus 20% de celles qui y sont mentionnées. Ces quelques indications doivent suffire pour déceler la cause du non-fonctionnement.

Leçon n° 70

LE SUPERHETERODYNE ou CHANGEUR DE FREQUENCE

La différence essentielle entre un récepteur à amplification directe et un récepteur à changement de fréquence réside dans le fait que dans le premier, l'amplification se fait à la fréquence même du signal, tandis que dans le second, cette amplification se fait sur une fréquence différente (généralement plus basse) appelée **Moyenne fréquence** ou **Fréquence Intermédiaire**. Cette fréquence intermédiaire est produite par battement entre le signal haute fréquence modulé (signal extérieur reçu par l'antenne) et un autre signal haute fréquence produit par un étage oscillateur incorporé ou récepteur (signal local).

L'étage spécial du récepteur qui produit ce nouveau signal prend ainsi le nom d'**oscillateur local**. Les deux signaux sont combinés dans un étage appelé **mélangeur,** ou premier détecteur ou **convertisseur**.

Quand deux signaux sont combinés ou superposés dans un étage mélangeur, on obtient à la sortie de celui-ci quatre signaux distincts de fréquences différentes, soit: le signal d'entrée, celui de l'oscillateur local, un signal dont la fréquence est égale à la somme des deux précédents et un quatrième signal dont la fréquence est égale à leur différence. C'est en général ce dernier qui est amplifié par les étages à Fréquence Intermédiaire, ou Moyenne Fréquence.

C'est ainsi que bien que la fréquence intermédiaire (Moyenne Fréquence) soit différente de celle du signal reçu, elle présente les mêmes caractéristiques de modulation que ce dernier, auquel elle est en tous points identique, la fréquence exceptée.

Les inconvénients que nous avons mentionnés lors de notre étude sur les récepteurs à amplification directe, ont été presque complètement éliminés dans les montages superhétérodynes ou changeurs de fréquences. En effet, n'importe quel signal capté par l'antenne, quelle que soit sa fréquence, est immédiatement converti en un signal à fréquence intermédiaire; il peut donc être ensuite amplifié par des étages accordés sur une fréquence fixe, ce qui est particulièrement avantageux, tant en ce qui concerne l'amplification que la sélectivité, comme nous le verrons plus loin.

La majeure partie des récepteurs changeurs de fréquence, tout au moins ceux destinés à la réception des stations de Radiodiffusion, ne comportent pas d'étages amplificateurs haute fréquence; toutefois certains récepteurs spéciaux (récepteurs de trafic, en particulier) peuvent avoir un ou deux étages amplificateurs HF, s'accordant sur la fréquence du signal à recevoir, ce qui en fait des appareils extrêmement sensibles.

La fréquence de l'oscillateur local est mélangée à celle du signal reçu dans l'étage changeur de fréquence, à la sortie duquel on recueille la Moyenne Fréquence (MF), ou Fréquence Intermédiaire (FI), ayant les mêmes caractéristiques que le signal capté par l'antenne (même modulation).

Les étages qui suivent le tube changeur de fréquence sont couplés par des circuits oscillant accordés sur la Moyenne Fréquence (transformateurs) qui, seule, est amplifiée. Ensuite, le signal est envoyé à l'étage appelé **second détecteur,** qui est l'étage détecteur proprement dit. Comme nous le savons, à la sortie de cet étage nous trouvons les signaux Basse Fréquence (modulation) qui sont amplifiés par des étages BF pour atteindre la puissance nécessaire au fonctionnement du haut-parleur.

La fréquence de l'oscillateur local peut être supérieure ou inférieure à celle du signal d'une quantité égale à la valeur de la Fréquence Intermédiaire. C'est ainsi que si nous adoptons une MF de 460 kHz, et une fréquence de l'oscillateur local plus grande que la fréquence du signal, il faudra, pour couvrir toute la gamme des Ondes Moyennes qui s'étend de 500 à 1 500 kHz que cet oscillateur s'accorde entre 960 (c'est-à-dire 500 + 460) et 1 960 (c'est-à-dire 1 500 + 460) kHz. Cela représente un rapport de 2:1 (soit 1 960:960 2 environ).

Voyons maintenant quelle doit être la gamme couverte par l'oscillateur si l'on veut que sa fréquence soit inférieure à celle du signal. En supposant toujours que la MF est de 460 kHz, la fréquence la plus basse sera 500 — 460 = 40 kHz et la plus haute, 1 500 — 460 = 1 040 kHz, soit un rapport total de 26:1 (en effet, 1 040:40 = 26). Comme on le voit, pour obtenir une telle gamme d'accord, il faudrait utiliser un condensateur variable ayant un rapport tellement grand entre ses capacités maximale et minimale qu'il serait pratiquement irréalisable. C'est pour cette raison que, normalement, les oscillateurs locaux des superhétérodynes sont accordés sur une fréquence supérieure à celle du signal reçu.

L'oscillateur local d'un récepteur changeur de fréquence doit pouvoir s'accorder dans une gamme de fréquences de même étendue que celle que l'on veut recevoir. Lorsqu'on recherche un emetteur sur le cadran du récepteur, on doit accorder simultanément l'oscillateur local et les circuits d'accord qui le précèdent, de

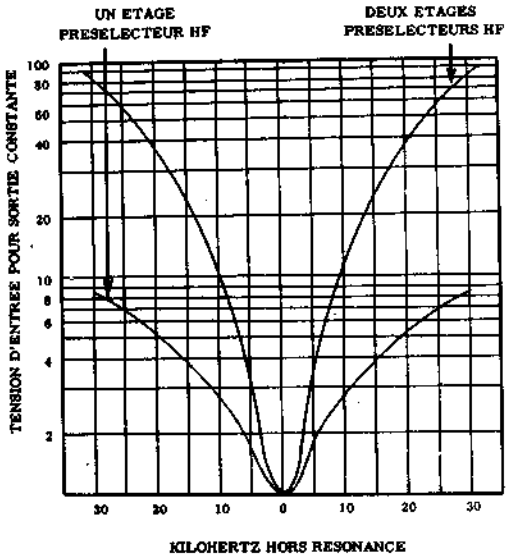


Fig. 1 - Courbes montrant la sélectivité d'un amplificateur Haute Fréquence à 1 ou 2 étages. On constatera qu'avec deux étages, les résultats obtenus sont nettement supérieurs.

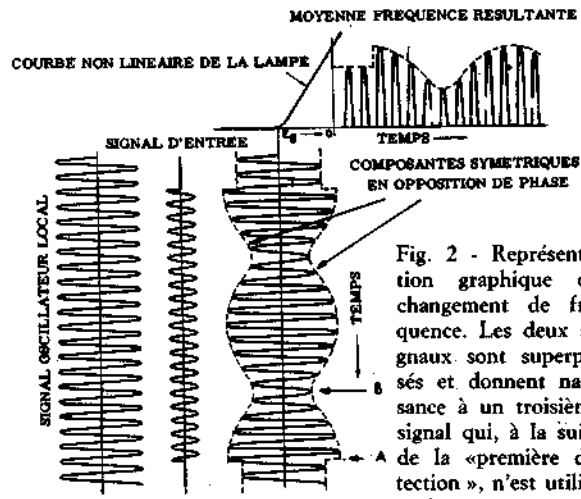


Fig. 2 - Représentation graphique du changement de fréquence. Les deux signaux sont superposés et donnent naissance à un troisième signal qui, à la suite de la «première détection », n'est utilisé seulement que pour moitié.

telle sorte que la différence entre les deux fréquences reste constante sur toute l'étendue de la gamme. Cette différence — nous le savons — doit être égale à la valeur de la Moyenne Fréquence.

PARTICULARITE CARACTERISTIQUE

La sensibilité et la sélectivité d'un récepteur superhétérodyne, sur toutes les gammes de réception, sont plus constantes que dans le cas d'un récepteur à amplification directe: cette particularité importante résulte du fait que la plus grande partie de l'amplification se fait dans des étages accordés sur une fréquence fixe.

Ces étages fonctionnant sur une fréquence unique (qui, en outre, est relativement basse et non critique), permettent d'obtenir une forte amplification, en même temps qu'une grande sélectivité.

La sélectivité des étages d'amplification MF détermine la sélectivité totale du récepteur vis-à-vis des émetteurs fonctionnant sur des fréquences voisines. Toutefois, il peut être nécessaire de prévoir un étage amplificateur à haute fréquence, ayant une sélectivité suffisante pour supprimer ce qu'on appelle la **fréquence image**.

Voyons maintenant ce qu'est cette fréquence image. Elle se manifeste par la présence simultanée de deux signaux à la sortie du récepteur et ce phénomène se produit pour la raison suivante: supposons par exemple que l'on mélange une oscillation locale de 1 255 kHz, avec un signal incident de 800 kHz pour produire une Fréquence Intermédiaire de 1 255 — 800 = 455 kHz; la fréquence même de l'oscillateur local peut produire un battement avec une fréquence de signal de 1 710 kHz, qui pourrait également être reçu en raison d'une mauvaise sélectivité du circuit d'entrée. Dans ce cas, la différence entre ces deux fréquence est encore égale à 1 710 — 1 255 = 455 kHz. C'est ainsi que si l'antenne capte en même temps deux stations, l'une émettant sur 800 kHz et l'autre sur 1 710 kHz, l'étage changeur de fréquence peut envoyer à l'amplificateur MF deux signaux provenant de deux émetteurs différents, qui ont été tous deux convertis à la même fréquence intermédiaire. Les étages suivants reçoivent donc simultanément deux signaux qui, détectés et amplifiés, arrivent en même temps dans le haut-parleur, ce qui rend évidemment toute écoute inintelligibile.

Le signal qui pour cette raison peut interférer avec celui que l'on désire recevoir est appelé fréquence ou interférence image. Cet inconvénient peut être évité en accordant soigneusement l'étage amplificateur HF. Des étages de ce type, suffisamment selectifs accordés sur une fréquence inférieure à celle de l'oscillateur local, avec une différence égale à la valeur de la MF, suppriment toute interférence produite par une station émettant sur une fréquence supérieure à celle de l'oscillateur. En d'autres termes, l'amplificateur à haute fréquence d'un récepteur superhétérodyne ayant une Moyenne Fréquence de 455 kHz, supprime la fréquence image 1 710 kHz — par exemple — lorsqu'il est accordé sur 800 kHz, et inversement.

En ce qui concerne les récepteurs de Radiodiffusion, cet inconvénient se manifestait surtout il y a quelques années, lorsque les valeurs adoptées pour la Fréquence Intermédiaire étaient comprises entre 135 et 175 kHz. Dans ce cas en effet, la différence entre la fréquence d'accord et celle de la fréquence image était seulement de 300 à 400 kHz. Si la sélectivité du circuit d'entrée (circuit d'antenne) était insuffisante, la réception simultanée de deux émetteurs était possible. L'adjonction d'un étage amplificateur haute fréquence et du circuit d'accord correspondant produit une seconde sélection qui élimine le signal indésirable.

Avec les valeurs de moyenne fréquence actuellement utilisées, de l'ordre de 455 kHz, ce phénomène a pratiquement disparu sur la gamme des Ondes Moyennes, car un circuit accordé ne peut manquer de sélectivité au point de permettre le passage de deux fréquences qui diffèrent entre elles de 910 kHz. C'est pourquoi l'adoption d'une Moyenne Fréquence de valeur plus élevée a permis de supprimer l'étage présélecteur.

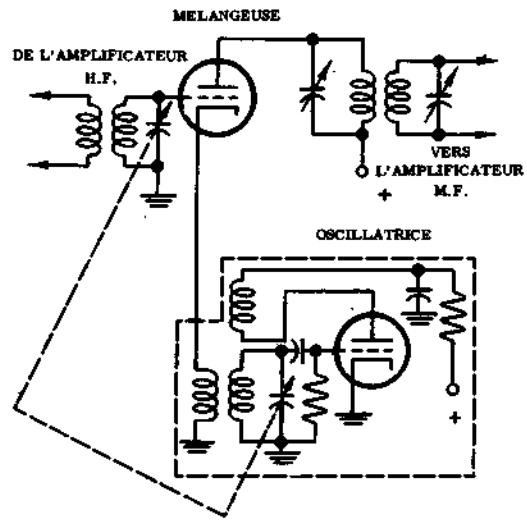


Fig. 3A - Couplage inductif entre la mélangeuse et l'oscillatrice.

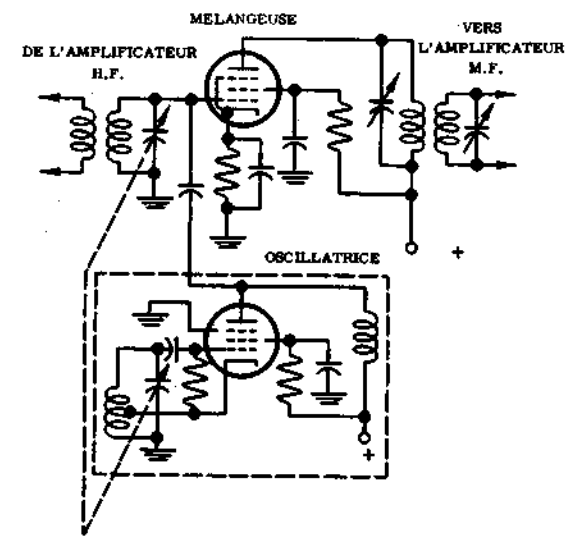


Fig. 3B - Dans ce montage, le couplage est capacitif.

Un récepteur superhétérodyne moderne, dépourvu d'étage amplificateur HF, nécessite un plus petit nombre de circuits accordés (donc moins de bobinages et un condensateur variable ayant moins de cases) que les récepteurs anciens; c'est un petit avantage des changeurs de fréquences modernes.

ETAGES PRESELECTEURS

Le technicien devant connaître tous les montages, même ceux d'utilisation peu courante, il convient donc d'étudier les étages amplificateurs placés devant l'étage normal. Nous verrons toutefois lorsque nous aborderons l'étude des appareils professionnels (spécialement ceux prévus pour la réception des Ondes Courtes) que les étages amplificateurs placés devant l'étage changeur de fréquence sont couramment utilisés dans ces récepteurs.

L'étage amplificateur HF d'un récepteur changeur de fréquence est quelquefois appelé étage présélecteur. Il est en tout point semblable à celui d'un récepteur à amplification directe. De nos jours, la sélectivité dans le cas d'un récepteur de Radiodiffusion est un facteur plus important que la sensibilité; nous avons vu en effet que seule la sélectivité des circuits d'entrée peut éliminer la fréquence image.

L'amplificateur HF peut comporter un, deux ou même trois étages amplificateurs successifs. La **figure 1** montre les degrés de sélectivité que l'on peut atteindre avec un ou deux étages. Dans cette figure, l'axe vertical indique la tension d'entrée et l'axe horizontal les fréquences en kHz de part et d'autre de la fréquence de résonance. On remarquera qu'avec un seul étage d'amplification HF, un signal dont la fréquence diffère de 30 kHz de la fréquence de résonance, doit avoir une tension près de 9 fois plus grande que celle d'un signal émis sur la fréquence de résonance pour produire la même puissance de sortie. Avec deux étages HF, la tension devrait être près de 80 fois plus grande. Cela confirme bien le fait que chaque étage supplémentaire augmente la sélectivité.

LE CHANGEMENT DE FREQUENCE

Le phénomène caractéristique se produisant dans un récepteur superhétérodyne, s'appelle **changement de fréquence**, ou **conversion de fréquence**. L'étage dans lequel cette conversion intervient est appelé étage mélangeur ou convertisseur, selon la caractéristique particulière du circuit. Quand la production des oscillations locales et le changement de fréquence se fait dans un seul tube, cet étage s'appelle **convertisseur**. Si pour ces deux fonctions on utilise deux tubes séparés, celui produisant les oscillations locales est l'étage **oscillateur**, et celui qui superpose le signal extérieur aux oscillations locales est l'étage **mélangeur**.

Nous avons vu que parfois, principalement aux USA, l'étage convertisseur ou mélangeur est également appelé **premier détecteur**. En effet, aussi bien le convertisseur que le mélangeur doivent être **non linéaires**, tout comme un détecteur. En d'autres termes, la lampe doit avoir une plus grande conductivité pendant la partie positive du cycle des fréquences appliquées que pendant la partie négative, car autrement on ne pourrait recueillir la Moyenne Fréquence sur sa plaque.

Voici en bref comment le phénomène se produit. Le fait que deux signaux de fréquences différentes influent simultanément sur le courant anodique du tube, produit avant tout un **battement**. Ce phénomène est parfaitement compréhensible si l'on considère qu'à chaque instant les alternances des deux signaux s'ajoutent ou se soustraient, en amplitude, selon qu'elles sont en phase ou déphasées. Lorsqu'elles sont en phase, l'amplitude du signal résultant est évidemment égale à la somme des deux amplitudes; tandis que si au contraire, elles sont déphasées de 180°, l'amplitude résultante sera égale à la différence entre les deux amplitudes.

En outre, s'agissant de deux signaux de fréquences différentes, mais toutes deux constantes, les instants pendant lesquels les signaux sont en phase se suc-

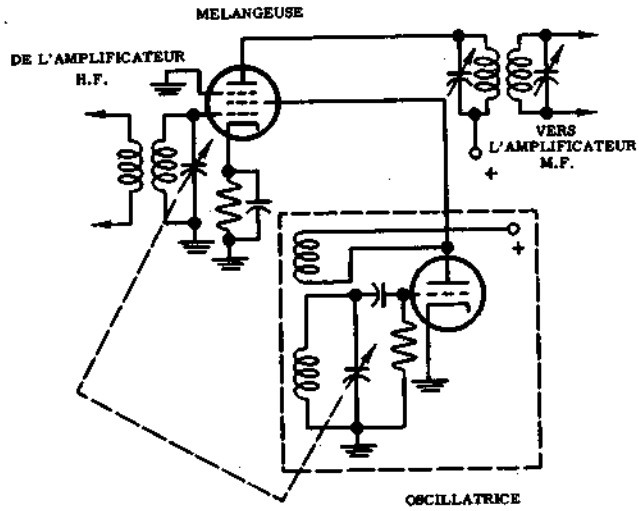


Fig. 3C - Couplage direct. La plaque de l'oscillatrice est reliée directement à la grille-écran de la mélangeuse pentode.

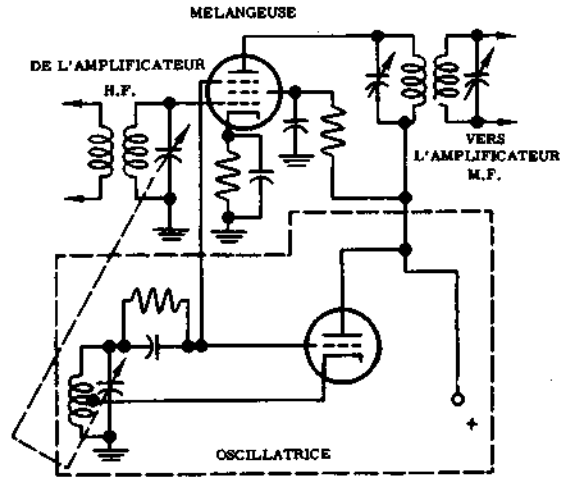


Fig. 3D - Couplage direct par liaison entre deux grilles.

cèdent à un rythme également constant, et il en est de même pour les instants où les signaux sont en opposition de phase.

Si nous représentons graphiquement ce phénomène (**figure 2**), nous remarquons qu'au point A le signal résultant a une amplitude maximale (signaux en phase), tandis qu'au point B cette amplitude est minimale (signaux en opposition de phase). Entre ces deux points, il existe une infinité de points intermédiaires pour lesquels l'amplitude du signal résultant est toujours donnée par la somme ou la différence des deux amplitudes, selon que ces deux signaux tendent à s'ajouter ou à se soustraire.

Le terme de détecteur s'explique en observant attentivement la figure, dans laquelle on peut voir que le signal résultant apparaît deux fois, symétriquement de part et d'autre de la ligne médiane. Ces signaux étant en opposition de phase, il faut éliminer l'un d'entre eux pour pouvoir utiliser l'autre. On obtient ce résultat en faisant fonctionner la lampe dans la partie non linéaire de sa courbe caractéristique, de la même façon qu'un détecteur, et on recueille ainsi sur sa plaque une seule moitié du signal complexe de la figure 2.

L'OSCILLATEUR LOCAL

L'oscillateur local doit répondre à un certain nombre d'exigences particulières: il doit produire une fréquence stable dans toute la gamme désirée, sa tension de sortie doit être constante et son alignement (avec les autres étages accordés) doit être aussi parfait que possible.

N'importe quel montage oscillateur peut être utilisé comme oscillateur local; ils ont été examinés en détail dans notre 67ème leçon. Généralement on monte un circuit Hartley modifié, ou un circuit à grille accordée. Dans le cas où le récepteur doit être parfaitement stable (récepteurs professionnels ou de trafic), on prévoit également un dispositif de stabilisation de la tension plaque.

Parmi les facteurs pouvant influer sur la stabilité des oscillations produites, nous citerons l'effet que les autres signaux à haute fréquence, présents dans le circuit, peuvent avoir sur l'oscillateur local. En effet, celui-ci tend à synchroniser sa fréquence sur celle du signal incident. Plus forte sera l'intensité de ce signal — et plus faible sera la différence entre sa fréquence et celle de l'oscillateur local — plus forte sera la probabilité d'une influence réciproque. Si la fréquence de l'oscillateur varie sous l'effet du signal reçu par l'antenne, il se produit un **glissement de fréquence**. Cet inconvénient peut être éliminé en isolant, c'est-à-dire en séparant le plus possible, les circuits de l'oscillateur de ceux de l'amplificateur HF. Cet isolement n'est pas seulement obtenu en blindant soigneusement ces étages, mais également en utilisant un moyen de couplage approprié pour introduire le signal de l'oscillateur dans l'étage convertisseur. La tension d'oscillation locale peut être introduite dans cet étage soit par couplage inductif, soit par couplage électronique. Elle peut être amenée sur la cathode, sur la grille de commande, sur la grille écran ou sur la grille de suppression.

Très souvent on monte une lampe à cinq grilles, une heptode, comme lampe convertisseuse. Ces lampes ont été spécialement conçues pour obtenir une indépendance presque totale entre les signaux de l'oscillateur local et les signaux reçus des émetteurs, sans pour cela qu'il soit nécessaire d'utiliser deux lampes séparées.

Comme nous le verrons sous peu, les deux premières grilles (à partir de la cathode) G_1 et G_2, sont utilisées pour la production des oscillations locales; ces deux grilles et la cathode forment une triode, car G_2 joue le rôle d'une plaque.

Le signal incident est appliqué sur la 3ème ou la 4ème grille. Etant donné que le courant anodique va de la cathode vers la plaque, aucun signal appliqué sur la 3ème ou la 4ème grille ne peut retourner en arrière pour exercer une influence sur les grilles 1 ou 2. C'est pour cette raison que les lampes multigrilles de ce type suppriment pratiquement le glissement de fréquence.

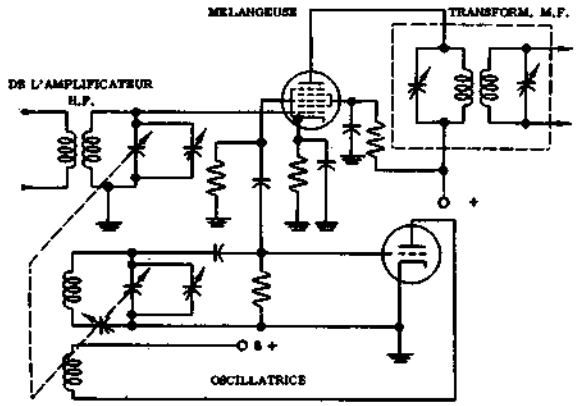


Fig. 4 - On peut utiliser une heptode (lampe à 5 grilles) comme mélangeuse. Une triode séparée produit les oscillations locales qui sont superposées aux signaux d'entrée par couplage de l'oscillateur avec la troisième grille de l'heptode.

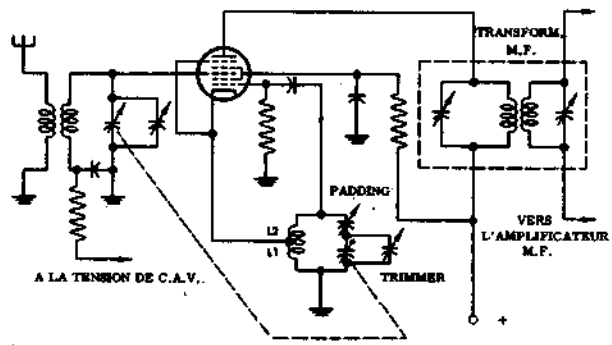


Fig. 5 - Heptode utilisée en convertisseuse. Dans ce montage, l'oscillateur est constitué par les deux premières grilles. L'emploi de ce circuit est fréquent.

L'ETAGE MELANGEUR

Reportons-nous à la **figure 3** qui représente les divers types de mélangeuses et les divers procédés d'injection du signal; on remarquera en outre que l'on peut employer aussi bien des pentodes que des triodes.

Dans la figure **3-A**, la sortie de l'oscillateur à grille accordée est couplée inductivement au circuit de cathode de la mélangeuse.

Dans la figure **3-B**, on trouve un oscillateur Hartley modifié, avec couplage électronique, couplé par une capacité à la grille de commande de la mélangeuse. L'oscillateur comporte une pentode, au lieu d'une triode, car la pentode permet d'obtenir une meilleure stabilité des oscillations.

La figure **3-C** montre un oscillateur à grille accordée, couplé directement à la grille-écran de la mélangeuse.

Enfin, la figure **3-D** représente un oscillateur Hartley modifié, dans lequel la tension d'oscillation est prélevée sur la grille de commande qui est reliée directement à la grille de suppression de la mélangeuse.

L'avantage principal du couplage entre deux étages au moyen de la grille de suppression réside dans le fait que la grille-écran sépare effectivement le signal de l'oscillateur de celui arrivant par l'antenne (qui est appliqué à la grille de commande de la mélangeuse). Ce montage améliore la stabilité de la réception en évitant tout glissement de fréquence. Toutefois, avec ce système, la grille de suppression de la mélangeuse est portée au même potentiel que la grille de commande de l'oscillatrice. Or celle-ci est à un potentiel négatif par rapport à la cathode, ce qui produit une diminution du coefficient d'amplification de la lampe mélangeuse, par polarisation négative de sa grille de suppression.

La mélangeuse heptode — On peut employer comme mélangeuse la lampe multigrille heptode, déjà connue de nos lecteurs, comme le montre le schéma de la **figure 4**.

En regardant les cinq grilles de bas en haut, on peut constater que la première et la troisième font respectivement fonction de première et de deuxième grille de commande la première pour les signaux arrivant de l'antenne, et la troisième pour ceux de l'oscillateur local.

La seconde et la quatrième grille, reliées ensemble à l'intérieur du tube, servent d'écran, tandis que la cinquième grille, reliée à la cathode par une connexion interne, est la grille de suppression.

La tension de l'oscillateur est appliquée — répétons-le — à la deuxième grille de commande, la quelle est isolée de la plaque et de la première grille par la grille-écran. Cette technique de construction permet de réduire le glissement de fréquence au minimum possible.

Le signal HF reçu par l'antenne est appliqué à la première grille de commande à laquelle est branché le circuit accordé couplé à l'antenne ou à la sortie de l'étage amplificateur HF. Les deux grilles de commande influent toutes deux sur le courant électronique qui circule entre la cathode et la plaque, de telle sorte que ces deux signaux et leurs combinaisons, se retrouvent à la sortie de la mélangeuse.

La convertisseuse heptode — Pour un fonctionnement sur des fréquences relativement peu élevées, pour lesquelles l'influence réciproque des électrodes est peu importante, on peut employer l'heptode comme convertisseuse. Dans ce cas, elle remplit à la fois les fonctions de mélangeuse et d'oscillatrice locale, comme le montre la **figure 5**. La partie oscillatrice est constituée par la cathode, la première grille de commande et la double grille-écran (grilles 2 et 4) qui — comme nous l'avons dit plus haut — sert d'anode pour l'oscillateur. La réaction nécessaire pour produire et entretenir les oscillations est obtenue au moyen de l'autotransformateur composé des bobines L_1 et L_2 ayant une extrémité commune. Le courant qui va vers la cathode à travers L_1 induit une tension de réaction dans L_2. La tension d'oscillation présente sur la première grille de commande agit sur le courant électronique qui passe dans le tube. Le signal HF, capté

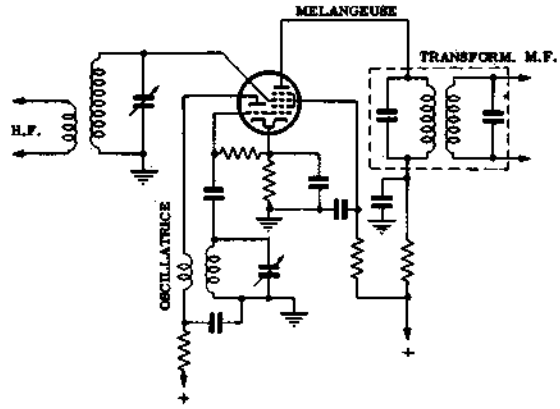
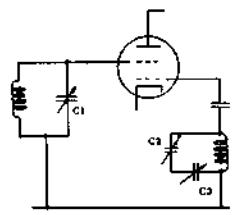


Fig. 6 - Conversion ou changement de fréquence par triode-hexode. Le couplage est direct car les deux éléments du tube ont une grille commune.



CONDENS.	CAPACITÉ	RAPPORT DES CAPACITES	RAPPORT DES FREQUEN.
C1	40 - 360 pF	1 : 9	1 : 3
C2	40 - 360 pF	1 : 9	
C3	30 pF		
C2 et C3	valeur eff. 70 - 390 pF	environ 1 : 5,6	environ 1 : 2,36

Fig. 7 - Utilisation d'un « padding » pour adapter la gamme de fréquences couverte par l'oscillateur. Etant placé en série avec le condensateur variable il en réduit la capacité, ramenant la variation totale à la valeur nécessaire. Le tableau de droite met en évidence la variation du rapport des fréquences et la capacité minimale et maximale. Le « padding » révèle son influence maximale à l'extrémité des fréquences plus basses.

par l'antenne, est appliqué sur la deuxième grille de commande (grille 3).

Dans un montage de ce genre, on peut également utiliser une octode. Avec ce tube la stabilité est encore meilleure car on dispose d'une grille supplémentaire, la grille n° 2, qui forme une triode avec la première grille et la cathode, laissant libre la double grille-écran. Le découplage entre l'étage oscillateur et le mélangeur est encore plus efficace.

Conversion par triode-hexode — Le tube triode-hexode permet de réaliser un montage convertisseur de fréquence analogue à celui de l'octode; le schéma est celui de la **figure 6**. Nous disposons de deux lampes indépendantes contenues dans une ampoule unique. La triode sert d'oscillatrice et l'hexode de mélangeuse.

Le couplage entre ces deux tubes se fait en réunissant la grille de la triode à la troisième grille de l'hexode; cette liaison peut être — selon le type de tube — soit intérieure, soit extérieure.

Gain de conversion — Le gain d'un étage convertisseur de fréquence se calcule en faisant le rapport entre la tension à Fréquence Intermédiaire (Moyenne Fréquence), recueillie dans le circuit plaque de la mélangeuse, et la tension du signal HF incident appliqué sur la grille de ce même étage. Le gain de conversion est généralement égal à 0,3 fois le gain de la même lampe employée en amplificatrice MF ou HF.

LA COMMANDE UNIQUE ou L'ALIGNEMENT DES CIRCUITS ACCORDES

Il est important de noter que, dans tous les montages convertisseurs de fréquence précédemment étudiés, le condensateur variable du circuit d'accord de l'oscillateur doit suivre pas à pas celui du circuit d'accord d'antenne. Nous savons maintenant que la différence entre ces deux fréquences doit être constante et égale à la Moyenne Fréquence ou Fréquence Intermédiaire.

En plus de ce condensateur variable, le circuit d'un convertisseur comporte d'autres capacités ajustables, appelées « padding » et « trimmer », qui peuvent être réglées séparément pour faire en sorte que la différence entre les deux fréquences de résonance reste constante dans toute la gamme de réception, c'est-à-dire pour l'entière rotation du condensateur variable double.

Le « trimmer » est un petit condensateur ajustable, branché en parallèle sur le condensateur variable, dont l'effet est maximum du côté des fréquences les plus élevées de la gamme à recevoir.

Le « padding » est également un condensateur ajustable, branché en série avec le condensateur variable, dont l'effet est maximum du côté des fréquences basses de la gamme. Ce sont deux organes dont les fonctions ont été déjà expliquées dans ce Cours.

Il est facile de vérifier l'importance du padding en examinant la **figure 7** et le tableau qui y est annexé: C_1 et C_2 sont les condensateurs variables jumelés. Chacun des deux a la même variation de capacité (de 40 à 360 pF); toutefois ils permettent l'accord simultané de deux circuits sur des fréquences différentes. Le circuit de l'oscillatrice oscille sur une fréquence plus élevée que celle du circuit d'accord, la différence étant constante et égale à la moyenne fréquence. Par exemple, si la gamme de réception du récepteur va de 1 000 à 3 000 kHz et que la Moyenne Fréquence est de 465 kHz, l'oscillateur devra s'accorder entre 1 465 et 3 465 kHz. Le rapport des deux fréquences extrêmes du circuit d'accord est de 1 : 3, tandis que celui du circuit de l'oscillateur n'est que de 1 : 2,36. Par contre le rapport des capacités, minimales et maximales, des deux condensateurs est le même, 1 : 9.

Etant donné que la fréquence d'accord est inversement proportionnelle à la racine carrée, soit:

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

la corrélation est exacte, en ce qui concerne C_1, entre le rapport des fréquences 1 : 3 et le rapport des fréquences 1 : 9. Par contre, pour le condensateur C_2, le rapport des fréquences, 1 : 2,36, ne correspond pas au rapport des capacités 1 : 9 (car la racine carrée de

CONDENS.	CAPACITE	RAPPORT DES CAPACITES	RAPPORT DES FREQUEN.
C1	40 - 360 pF	1 : 9	1 : 3
C2	40 - 360 pF	1 : 9	
C3	500 pF (ajustable)		
C2 et C3	valeur eff. 37 - 210pF	environ 1 : 5,6	environ 1 : 2,36

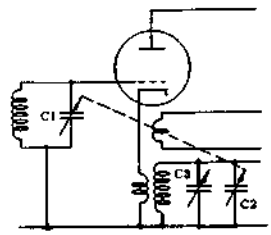
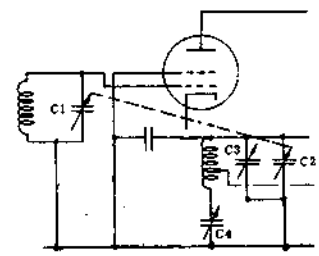


Fig. 8 - Utilisation d'un « trimmer » pour modifier la variation de la capacité d'accord par la mise en parallèle d'un condensateur ajustable. Comme on le voit dans le tableau , bien que C3 soit de valeur assez faible, sa présence modifie considérablement le rapport des capacités et des fréquences. Contrairement à ce qu'on a vu pour le « padder », l'influence du « trimmer » est minime aux fréquences basses et maximum aux fréquences hautes.



CONDENS.	CAPACITE	RAPPORT DES CAPACITES	RAPPORT DES FREQUEN.
C1	40 - 360 pF	1 : 9	1 : 3
C2	40 - 360 pF	1 : 9	
C3	3 pF (ajustable)		
C4	500 pF (ajustable)		
C2, C3, C4	valeur eff. 40 - 210 pF	environ 1 : 5,2	environ 1 : 2,3

Fig. 9 - Utilisation simultanée du « trimmer » et du « padding ». Leurs actions respectives permettent d'adapter parfaitement les rapports des capacités des deux sections du condensateur variable (et, en conséquence, les rapports des fréquences), totalité du cadran. Nous répétons que ces deux éléments sont des condensateurs additifs semi-fixes (compensateurs qu'on peut régler séparément pour parvenir à l'alignement parfait de la gamme).

9 = 3 et non 2,36). C'est pourquoi on ajoute en série le condensateur C3 qui est le padding. L'adjonction de ce condensateur ajustable, d'une capacité maximum de 500 pF, fait que la variation de C_2 se situe maintenant entre 37 et 210 pF (voir à ce sujet la formule permettant de calculer la capacité résultante de deux condensateurs en série). Le rapport des capacités maximale et minimale de C_2 devient 1 : 5,6, et cette combinaison donne bien le rapport des fréquences désiré, soit 1 : 2,36.

Il convient de remarquer que l'influence du padding est presque négligeable du côté des fréquences élevées de la gamme (c'est-à-dire lorsque le condensateur variable est au minimum de capacité). En effet, la capacité minimale du condensateur C_2 qui est de 40 pF, sans padding, passe à 37 pF avec le padding en série. Par contre, son action est prépondérante du côté des fréquences basses (c'est-à-dire lorsque la capacité du condensateur variable est au maximum de sa valeur), puisque la capacité maximale de C_2 passe de 360 à 210 pF.

Reportons-nous maintenant à la **figure 8** donnant le schéma d'un montage utilisant un « trimmer » : C_1 et C_2 sont les mêmes condensateurs variables que ceux de l'exemple précédent. C_3 est l'ajustable (trimmer) branché en parallèle sur C_2 et dont la capacité est de 30 pF. La mise en parallèle de C_2 et de C_3 fait que la variation de capacité, obtenue en tournant C_2, est comprise entre 70 et 390 pF. Il s'ensuit que le rapport entre les capacités extrêmes est de 1:5,6, qui convient parfaitement au rapport des fréquences couvertes par l'oscillateur qui doit être de 1 : 2,36.

Au contraire de ce que nous avons constaté plus haut pour le padding, l'influence du trimmer est peu importante aux fréquences basses (condensateur variable au maximum de capacité), mais elle est prépondérante aux fréquences élevées (capacité au minimum). Son effet est tel que la capacité résiduelle du condensateur variable C_2 passe de 40 à 70 pF, tandis que la capacité maximum passe de 360 à 390 pF. Dans ce cas, la capacité minimale est presque doublée, tandis que la capacité maximale change fort peu.

Si nous considérons enfin la **figure 9**, nous comprendrons facilement que le «padding» et le «trimmer» peuvent être utilisés conjointement. L'adjonction de C_3, c'est-à-dire d'un trimmer de 30 pF, et de C_4, un padding de 500 pF, permet de réaliser une combinaison de laquelle il résulte que le condensateur variable est réglable entre 40 et 210 pF. On obtient ainsi un rapport des capacités de 1 : 5.2 environ, donnant un rapport des fréquences de 1 : 2.3 pour le circuit d'accord de l'oscillateur. «Padding» et «trimmer» sont, répétons-le, des condensateurs ajustables pouvant être réglés séparément pour réaliser un alignement parfait aux deux extrémités de la gamme.

L'AMPLIFICATEUR MOYENNE FREQUENCE

L'amplificateur Moyenne Fréquence (ou à Fréquence Intermédiaire) est un amplificateur à forte amplification, accordé sur une fréquence fixe, égale à la différence entre la fréquence de l'oscillateur local et celle du signal reçu. Un étage M.F. comporte une lampe amplificatrice, un circuit d'entrée et un circuit de sortie. La lampe amplificatrice est généralement une pentode; les récepteurs de Radiodiffusion n'ont — presque toujours — qu'un seul étage MF. Par contre les récepteurs professionnels ou de trafic, ont en général deux ou trois étages amplificateurs moyenne fréquence, et il n'est pas rare d'y rencontrer deux valeurs différentes de M.F., d'où un double changement de fréquence.

Chaque étage est accordé sur la fréquence fixe choisie, puisque tous les signaux reçus sont convertis sur cette fréquence par l'étage changeur de fréquence, ou convertisseur. Il en résulte que tous les circuits accordés de l'amplificateur MF peuvent être réglés une fois pour toutes pour obtenir la plus forte amplification et la meilleure sélectivité. Pratiquement, dans un récepteur superhétérodyne, la sélectivité, c'est-à-dire la séparation des émetteurs travaillant sur des fréquences voisines, et la plus grande partie de l'amplification totale, c'est-à-dire la sensibilité, sont obtenues dans l'amplificateur moyenne fréquence. La fréquence image, dont nous avons parlé plus haut, est

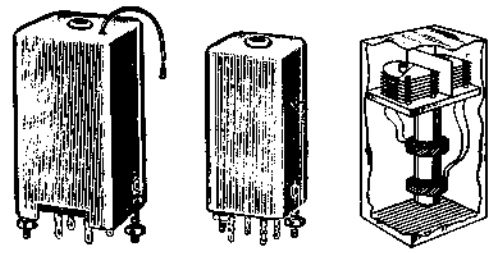


Fig. 10 - Modèles de transformateurs Moyenne Fréquence dans leurs boîtiers. Celui de droite est représenté vu en coupe, pour montrer la position des bobines et des condensateurs ajustables.

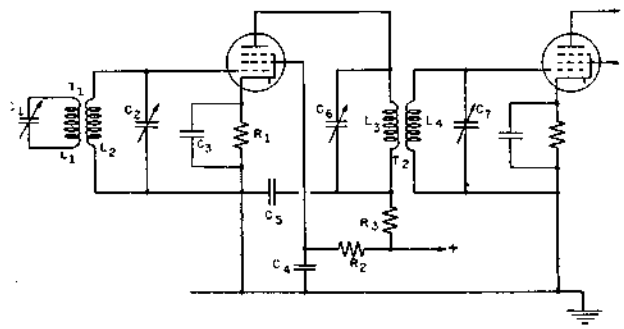


Fig. 11 - Schéma de principe d'un amplificateur Moyenne Fréquence. L1 - L2 - L3 - L4 - forment, avec les condensateurs ajustables placés à leurs bornes, les circuits résonnants couplés (transformateurs MF).

rejetée d'autant plus loin du sommet de la courbe de résonance des divers circuits accordés, que la moyenne fréquence est plus élevée.

Pour cette raison, le choix de la valeur de la fréquence intermédiaire est un compromis entre une fréquence élevée, qui atténue considérablement les interférences dues à la fréquence image, et une fréquence plus basse, qui donne une meilleure sélectivité et permet une meilleure séparation entre les émetteurs travaillant sur des fréquences voisines.

Les récepteurs actuels du commerce ont une Moyenne Fréquence comprise entre 450 et 470 kHz.

Généralement, les transformateurs M.F. ont deux circuits accordés, c'est-à-dire que le primaire et le secondaire sont tous deux accordés sur la fréquence de fonctionnement. Toutefois, dans certains cas et pour des raisons spéciales, les transformateurs M.F. ne comportent qu'un seul circuit accordé, le secondaire; le primaire étant alors apériodique.

Les transformateurs Moyenne Fréquence peuvent être bobinés sur air ou sur noyaux de fer pulvérulent. Ceux de ce dernier type sont pourvus de condensateurs fixes au mica et l'accord se fait au moyen du noyau que l'on enfonce plus ou moins dans le mandrin de la bobine. Ce noyau, fileté à l'extérieur, se visse dans les gorges du mandrin; ce genre d'accord s'appelle, nous l'avons déjà vu, « accord par variation de perméabilité ».

La **figure 10** représente quelques types de transformateurs M.F. Les bobinages et les condensateurs sont enfermés dans un petit boîtier métallique — généralement en aluminium — qui forme blindage. Dans le cas où l'on utilise des inductances de valeur fixe et des capacités variables, ces dernières sont constituées par des condensateurs ajustables de faible valeur, que l'on peut régler au moyen de vis, ou d'axes fendus, accessibles par les trous percés dans le blindage. A travers ces ouvertures on peut passer la pointe d'un tournevis spécial isolé, ou une clé à tube en matière isolante, selon le modèle d'ajustable employé; le réglage peut donc se faire, et doit être fait, sans retirer le boîtier métallique.

La **figure 11** donne le schéma d'un amplificateur Moyenne Fréquence à deux étages équipés de pentodes. T_1 est le transformateur d'entrée dont le circuit primaire, formé de L_1 et de C_1, est placé en série dans le circuit anodique de la lampe convertisseuse d'où provient le signal à fréquence intermédiaire sur laquelle le transformateur est accordé. Le circuit secondaire, formé de L_2 et de C_2, est accordé sur la même fréquence et sert de circuit d'entrée à la lampe amplificatrice. La résistance R_1, reliée en série avec la cathode, fournit la tension de polarisation nécessaire au fonctionnement du tube, tandis que C_3 dérive à la masse les tensions HF éventuellement présentes aux bornes de cette résistance. La résistance R_2 et le condensateur C_4 sont respectivement la résistance pour l'alimentation de la grille-écran et le condensateur de découplage de cette même électrode. R_3 et C_5 forment un circuit de découplage dont le rôle est d'éviter un retour possible des signaux par la ligne d'alimentation, ce qui aurait pour effet de provoquer des accrochages, ou tout au moins de l'instabilité. En effet, C_5 offre un passage à faible résistance vers la masse pour les courants alternatifs, tandis que R_3 complète cette action en évitant que ces mêmes courants se dirigent vers la source d'alimentation anodique. Des découplages de ce genre sont couramment utilisés dans les circuits de grille-écran et de plaque des tubes amplificateurs.

L_3 et C_6 forment le circuit primaire du second transformateur M.F., T_2. Le circuit secondaire, constitué par L_4 et C_7 est couplé inductivement au primaire et forme le circuit d'entrée de l'étage suivant, qui peut être un deuxième étage Moyenne Fréquence, (comme sur la figure), ou un détecteur. Ces deux circuits, primaire et secondaire, sont également accordés sur la fréquence intermédiaire.

Etant donné que c'est l'amplificateur M.F. qui fournit la plus grande part de l'amplification totale dans un récepteur changeur de fréquence (superhétérodyne), le nombre des étages qui le compose détermine la sensibilité du récepteur. Comme nous l'avons indiqué plus haut, le choix de la fréquence intermédiaire dé-

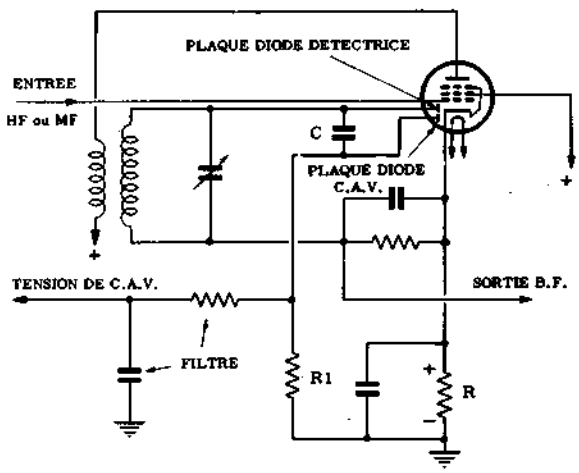


Fig. 12 - Schéma de principe d'un dispositif de la diode C. A. V. différée. On remarque que la diode négative par rapport à la cathode et seuls les signaux dont l'amplitude est supérieure à cette tension négative peuvent fournir une tension de C.A.V. On remarque que la diode destinée à cette fonction est séparée de celle destinée à la fonction détectrice tout en étant toutes les deux contenues dans la même lampe.

pend de nombreux facteurs, et notamment de la sélectivité requise. Plus la fréquence intermédiaire sera élevée, moins grande sera la sélectivité que l'on pourra obtenir du récepteur.

Dans la majorité des cas, les étages amplificateurs M.F. sont équipés de lampes à pente variable qui permettent l'application d'une Commande Automatique de Volume (C.A.V.), ou Commande Automatique de Gain (C.A.G.), que nous avons étudié dans la 65ème leçon. Ce dispositif, qui a pour but de maintenir un volume de sortie aussi constant que possible, quelles que soient les conditions de réception, est réalisé en envoyant la tension continue négative recueillie aux bornes de la résistance de charge du détecteur, et convenablement filtrée, à la grille de commande des étages amplificateurs à travers le secondaire du transformateur M.F., c'est-à-dire par L_2 ou L_4 (voir figure 11).

C.A.V. DIFFEREE

Pour compléter ce que nous avons dit à propos des différents systèmes de C.A.V., il convient de mentionner que les tubes à pente variable fonctionnent généralement avec une tension de polarisation de la grille de commande de l'ordre de —3 volts; la tension de C.A.V. est appliquée en série avec cette tension fixe.

Un des inconvénients du système consiste dans le fait que n'importe quel signal, aussi faible soit - il, contribue à diminuer le coefficient d'amplification de la lampe, tandis qu'en réalité ce dispositif devrait uniquement servir à établir un équilibre entre les divers signaux reçus, en réduisant l'intensité des plus puissants et en amplifiant davantage les plus faibles.

La **figure 12** représente un montage de C.A.V. qui remédie à cet inconvénient et que l'on appelle **C.A.V. différée.** On remarquera immédiatement que la diode de C.A.V. est distincte de celle servant à la détection, bien qu'étant dans la même ampoule qui renferme également la pentole amplificatrice M.F., ou, parfois, la première amplificatrice BF.

Ce tube, figuré sur le schéma, est une double-diode pentode. Une partie du signal appliqué à la diode détectrice est transmise à la diode de C.A.V. par la capacité C. La plaque de cette diode est portée à un potentiel négatif constant par la résistance de polarisation R, insérée dans la cathode du tube. Cette tension négative neutralise en partie la tension de C.A.V. car celle-ci ne peut apparaître que lorsque le tension développée par le signal aux bornes du secondaire du transformateur MF est supérieure à la tension négative appliquée sur la plaque de la diode. Avec ce dispositif, la C.A.V. n'entre en action, et diminue l'amplification des étages M.F., que si le signal reçu a une amplitude suffisante (que l'on peut d'ailleurs fixer par un réglage approprié); dans tous les autres cas, l'amplification garde sa valeur maximale.

La tension de C.A.V. peut être appliquée à toutes les lampes amplificatrices, ou seulement à certaines d'entre elles, selon les besoins.

Pour terminer, nous dirons qu'un récepteur superhétérodyne, ou à changement de fréquence, comporte les sections suivantes:

1) Section d'alimentation (à c.a. ou c.c. ou mixte);
2) » amplificatrice HF (non indispensable);
3) » convertisseuse (constituée par la mélangeuse et l'oscillatrice);
4) » amplificatrice MF (à un ou plusieurs étages);
5) » détectrice (avec C.A.V simple ou différé);
6) » préamplificatrice BF;
7) » amplificatrice finale (à un ou deux étages).

et les commandes ci-dessous:

1) Commande d'allumage, souvent combinée avec une » autre;
2) » de volume (immédiatement après la » detectrice);
3) » de tonalité (pour faire varier le timbre » de la reproduction, non indispensable);
4) » de changement de gammes de réception;
5) » d'accord (pour la recherche des stations).

La méthode d'alignement des récepteurs de ce type sera exposée dans une leçon ultérieure.

Leçon n° 72

QUESTIONS sur les LEÇONS N^{os} 70 et 71

N. 1 — Quel est le principal avantage du récepteur superhétérodyne, ou à changement de fréquence, vis-à-vis du récepteur à amplification directe?

N. 2 — Quelles sont les fréquences que l'on retrouve à la sortie de l'étage changeur de fréquence?

N . 3 — Qu'entend-on par « fréquence image »?

N. 4 — Quels sont les facteurs qui déterminent le choix de la Fréquence Intermédiaire, ou Moyenne Fréquence?

N. 5 — Quelle est la « fréquence image » susceptible d'interférer avec une station reçue sur 760 kHz, la Moyenne Fréquence étant de 455 kHz?

N. 6 — Quel est le rôle du « padding » du circuit d'accord de l'oscillateur?

N. 7 — Dans une heptode convertisseuse, comment le couplage entre le signal incident et le signal local se fait-il?

N. 8 — Pourquoi, dans un récepteur à changement de fréquences destiné à la réception des fréquences très élevées (Ondes Courtes et Très Courtes), préfère-t-on monter une mélangeuse et une oscillatrice séparées?

N. 9 — Qu'est-ce que le gain de conversion, ou pente de conversion?

N. 10 — Pourquoi utilise-t-on de préférence une détection par diode, dans un récepteur à changement de fréquence?

N. 11 — En quoi un circuit C.A.V. normal diffère-t-il d'un circuit C.A.V. différé ?

N. 12 — Quels sont les étages indispensables dans un récepteur superhétérodyne? Quels sont ceux qui sont facultatifs?

N. 13 — Pour quelle raison l'étage détecteur comporte-t-il très souvent une double diode et non une diode simple?

N. 14 — Pourquoi préfère-t-on accorder l'étage oscillateur sur une fréquence supérieure à celle du signal incident?

N. 15 — Pour quelle raison, en prenant une Moyenne Fréquence de valeur plus élevée, réduit-on les risques d'interférence par la fréquence image?

N. 16 — Dans le récepteur décrit dans la 71ème leçon, quel est le rôle du condensateur de 10 000 pF en série dans la prise « Pick-up »?

N. 17 — Pourquoi le transformateur de sortie comporte-t-il une prise intermédiaire?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 547

N. 1 — Les émetteurs et les générateurs de signaux. Les premiers pour les communications par Radio et les seconds pour la mise au point et le dépannage des appareils.
N. 2 — La capacité et l'inductance des circuits d'accord plaque et grille.
N. 3 — La réaction inductive et la réaction capacitive.
N. 4 — Dans la réaction inductive, une partie de l'énergie du circuit plaque est renvoyée sur le circuit-grille par un couplage magnétique entre deux bobines. Dans le second cas, le couplage se fait par capacité.
N. 5 — De deux façons: en mesurant le courant grille ou la tension aux bornes de la résistance de grille.
N. 6 — Pour que la lampe puisse produire des oscillations sans excitation extérieure et pour que son fonctionnement soit stable.
N. 7 — La fréquence des oscillations est de 159 kHz.
N. 8 — Pour que le courant continu puisse passer entre la cathode et la grille et entre la cathode et la plaque.
N. 9 — Par la capacité interne entre grille et plaque du tube.
N. 10 — Parce que, dans ce montage, la charge du circuit accordé de plaque est isolée de la partie oscillateur proprement dit par la présence d'une grille-écran. Cette dernière joue le rôle d'anode pour l'oscillatrice qui se trouve être, ainsi, totalement séparée du circuit auquel la charge est appliquée.
N. 11 — C'est l'ensemble des phénomènes présentés par certaines substances cristallines, qui peuvent produire des courants électriques lorsqu'on les soumet à des efforts mécaniques, ou vibrer lorsqu'elles sont soumises à des courants électriques.
N. 12 — Plus élevée que la fréquence de résonance propre du cristal.
N. 13 — Ce sont l'inductance ou la capacité des circuits accordés de plaque et de grille, ou les résistances et les capacités dans le cas d'un circuit R-C.
N. 14 — Les résistances et les capacités au moyen desquelles se fait le couplage entre les deux étages de l'oscillateur.
N. 15 — La petite lampe à incandescence, ou la thermistance, stabilise la tension du signal produit par l'oscillateur, grâce à la variation de sa résistance qui compense les variations éventuelles de la tension d'oscillation.
N. 16 — Parce que chaque cellule produit un déphasage de 60° et que le déphasage total nécessaire est de 180°.
N. 17 — Celui de limiter considérablement l'amplification, en la maintenant juste au niveau suffisant pour l'entretien des oscillations. Cette perte d'amplification permet d'obtenir un signal beaucoup plus pur et une amplitude constante lorsque la fréquence varie.
N. 18 — La fondamentale est la fréquence effectivement produite par l'oscillateur. L'harmonique est une fréquence multiple de la fondamentale, correspondant au double, au triple, au quadruple,... selon qu'il s'agit respectivement du deuxième, du troisième, du quatrième harmonique...

Leçon n° 71

UNITES DE MESURE

Lord Kelvin, disait:

« Si vous pouvez mesurer ce dont vous parlez et l'exprimer par un nombre, vous savez quelque chose de votre sujet... ».

Saurait-on, aujourd'hui, en si peu de mots, mettre plus clairement en évidence l'importance capitale du problème des mesures, dans le domaine des sciences physiques, pures et appliquées?

Et le célèbre physicien anglais connaissait exactement ce dont il parlait, lui, dont l'oeuvre s'étend à toutes les branches de la physique, qui a imaginé et perfectionné de nombreux dispositifs de mesures.

Qui dit: mesure, dit obligatoirement: unités donc, systèmes d'unités de mesure.

Or, notre expérience déjà longue (hélas!) de l'enseignement technique, nous a convaincus que les dites unités étaient la « bête noire » des étudiants, comme de ceux qui ont cessé d'étudier (mais, au fait, l'homme moderne cesse-t-il vraiment, un seul jour, d'être étudiant?).

Et pourtant, le problème des unités est très simple, lorsqu'on a bien compris la signification de la grandeur que l'on doit mesurer, sa définition, ainsi que le phénomène physique qui s'y rattache; lorsque, également, on connaît bien les autres grandeurs dont elle dépend, le sens dans lequel celles-ci l'influencent. Il faut enfin, **définir clairement** l'unité dans laquelle on exprime la grandeur. On retient alors facilement son nom, et on ne l'oublie jamais plus; d'autant plus que, dans la majorité des cas, ce nom est celui d'un physicien connu.

C'est ce que nous allons tenter de montrer. Un système d'unités est quelque chose de conventionnel, donc d'arbitraire. C'est pourquoi il y a une infinité de systèmes possibles. En ne considérant pratiquement que ceux dérivés du système métrique, décidé par la Convention en 1793, complété et devenu légal en France sous la forme M.T.S. (mètre, tonne, seconde) depuis 1919, leur nombre est limité à quatre.

Le décret n° 61 - 501 du 3 mai 1961 a rendu obligatoire, en France, l'emploi du système MKSA rationalisé - ou système de Giorgi.

Aussi, après avoir rappelé brièvement les unités fondamentales des trois autres systèmes, c'est ce seul système que nous examinerons en détail.

Et dorénavant, c'est lui, qui sera employé dans cette revue, en correspondance aevc le système C.G.S., dit « pratique industriel » que beaucoup de nos lecteurs connaissent En traduisant les formules C.G.S. en M.K.S.A. rationalisé, nous permettrons à tous de s'y retrouver.

MESURE D'UNE GRANDEUR

Mesurer une grandeur, c'est la comparer à une grandeur de **même espèce** prise pour unité.

Mais, qu'est-ce qu'une grandeur?

On donne le nom de **grandeur** à tout ce qui est susceptible d'être augmenté ou au contraire diminué. Il en est ainsi de la longueur, de la masse, de l'intensité d'un courant électrique, de la résistance d'un conducteur, etc...

Ainsi, pour mesurer la longueur d'une table, on se sert d'un mètre (grandeur de même espèce) que l'on reporte sur la table autant de fois qu'il est nécessaire. Si ce report s'effectue quatre fois, nous dirons que la longueur de la table est égale à quatre mètres ou ce qui revient au même, que la table mesure quatre mètres dans le sens de sa longueur.

Il est, toutefois indispensable de remarquer que la mesure n'est possible que pour certaines grandeurs seulement; ce qui nous amène à distinguer deux sortes de grandeurs: les grandeurs **mesurables** et les grandeurs dites **repérables**.

Grandeurs mesurables

Une grandeur est mesurable si l'on peut définir:

1)**Deux grandeurs égales.** C'est le cas de la longueur, de la masse, de la force, etc... En plaçant deux règles côte à côte, par exemple il est facile de vérifier si celles-ci ont même longueur.

2) **Une grandeur somme de deux grandeurs de même espèce.** C'est toujours le cas de la longueur, de la masse, de la quantité de chaleur, etc...

Par exemple, en disposant bout à bout deux règles identiques, on obtient une règle de longueur double.

En disposant en parallèle deux circuits, parcourus, l'un par un courant d'intensité 2 ampères, l'autre par un courant d'intensité 8 ampères, on obtient, dans le conducteur principal, un courant unique dont l'intensité est égale à la somme des deux autres, soit 10 ampères.

La résistance électrique, l'intensité d'un courant électrique sont des grandeurs mesurables.

Grandeurs repérables

Par contre, il n'est pas possible d'additionner deux **températures.** Tout le monde sait que le mélange d'un litre d'eau à 20 °C et d'un second litre d'eau également à

20 °C donne **deux litres d'eau à 20 °C et non pas deux litres à 40 °C.**

De même, l'addition de deux altitudes, deux intelligences, deux couleurs, deux bonheurs est **strictement impossible**:

La température, l'altitude, l'intelligence, la couleur, ... ne sont pas des grandeurs mesurables, mais **repérables.**

On prend simplement une échelle portant des divisions arbitraires et l'on se contente de repérer l'égalité de la grandeur considérée avec une division de l'échelle.

Cette opération est particulièrement simple pour les températures dont le repérage est basé sur un phénomène physique bien connu: la dilation d'un liquide, une petite colonne de mercure ou d'alcool coloré phénomène qui, lui, est mesurable. On choisit arbitrairement deux points de l'échelle. Dans l'échelle centésimale, ces deux points sont: **zéro** (glace fondante) et **cent** (vapeur d'eau bouillante). On divise ensuite linéairement l'intervalle compris entre les 2 points extrêmes, et l'on peut prolonger la graduation au-dessous de zéro et au-dessus de cent.

De même, on repère une altitude par rapport au niveau zéro qui est, généralement, celui du niveau moyen de la mer.

Cependant, dans le langage courant, on parle de la mesure des températures. D'ailleurs, les méthodes électriques, qui font appel à la variation de résistance en fonction de la température d'éléments thermosensibles (résistances, non linéaires, à coefficient de température négatif), ramènent le **repérage** d'une température à la **mesure** d'une intensité de courant ou d'une tension (thermomètres électroniques).

Systèmes d'unités

Un système d'unités est l'ensemble des unités servant à la mesure des différentes grandeurs physiques.

Un système d'unités est dit **cohérent** lorsque les unités qui le composent satisfont à la double condition d'être de même **espèce** que la grandeur qu'elles servent à mesurer et d'être **dérivées** de quelques-unes, plus importantes, appelées: unités **fondamentales.**

Si les unités d'un système ne satisfont qu'à la première propriété (être de même espèce), le système dit **incohérent.**

Unités fondamentales

Les unités fondamentales se définissent arbitrairement, indépendamment les unes des autres, soit en choisissant un **étalon** (mètre), soit par rapport à un **phénomène** naturel. C'est le cas la **seconde**, qui se définit par rapport à la rotation de la terre.

Pratiquement pour l'étude des **phénomènes mécaniques**, il suffit de trois unités fondamentales: celles de **longueur, et de masse, temps ou de longueur, force et temps.**

Un systeme d'unités électriques et électromagnétiques doit être rattaché à un système mécanique. En effet, lorsque l'on consulte un formulaire d'électricité, on constate que la plupart des formules comportent des grandeurs mécaniques: **énergie** (loi de Joule); **puissance** (Loi de Joule également); **force** (Loi de Laplace).

Mais. il doit obligatoirement comporter une **quatrième unité fondamentale**, pour être cohérent.

Unités dérivées

Les unités dérivées, comme leur nom l'indique, dépendent étroitement des unités fondamentales; **elles ne peuvent pas se définir arbitrairement.** Voyons quelques exemples simples:

1 - La surface d'un rectangle est proportionnelle à sa longueur L et à sa largeur l et, par conséquent, au produit de ses deux dimensions:

$$S = L \times l$$

C'est donc selon le système utilisé le **centimètre carré** (cm2) ou le **mètre carré** (m2); unités dérivées de l'unité fondamentale de longueur: le **centimètre** (cm) ou le **mètre** (m).

2 - La vitesse moyenne d'un mobile est proportionnelle à l'espace parcouru par celui-ci et inversement proportionnelle à la durée, t, du parcours:

$$v = \frac{e}{t}$$

Il est en effet intuitif, que la **vitesse** est d'autant plus **grande** que la durée du parcours donné est plus petite.

L'unité de longueur étant, selon le système considéré, le cm ou le m, et l'unité de temps étant toujours la seconde, la vitesse s'exprimera en **centimètres par seconde** cm/s) ou en **mètres par seconde** (m/s).

Systèmes d'unités mécaniques

Il existe trois systèmes qui admettent comme unités fondamentales celles de **longueur**, de **masse** et de **temps.** Ce sont:

1 - **le système C.G.S.** dont les trois unités fondamentales sont respctivement: le **centimètre**, le **gramme-masse**, la **seconde.**

Il n'est plus utilisé qu'en physique théorique (recherche fondamentale)

2 - **le système MTS,** plus connu sous le nom de système métrique, légal en France depuis 1919. Ses unités fondamentales sont: le **mètre**, la**tonne-masse**, la **seconde**,

Il n'a jamais été utilisé en électricité, ni, d,ailleurs en mécanique à cause de l'ordre de grandeur de certaines de ses unités (la tonne-masse en particulier) et de l'absence totale d'un système électromagnétique correspondant.

3 - **le système MKS,** ou système: **mètre, kilogramme-masse, seconde.**

Systèmes d'unités électriques

Nous avons déjà vu qu'un système d'unités électriques et électromagnétiques, devait être rattaché à un système mécanique.

On a d'abord employé le système C.G.S. Celui-ci a en effet donné lieu à deux systèmes **très différents**

d'unités électriques et magnétiques. Pourquoi, très différents? Tout simplement, parce que l'on ignorait alors la nécessité d'une quatrième unité fondamentale. Ce sont:

a) **le système ESCGS**, qui simplifie les formules de l'électrostatique.

b) **le système EMCGS**, qui simplifie les formules de l'électromagnétisme.

Mais alors, dans ces conditions, pourquoi les avoir abandonnés?

La raison de cet abandon réside dans le fait que leurs unités ne sont pas à l'échelle des grandeurs couramment rencontrées. C'est ainsi que la force électromotrice d'une pile s'exprime par un nombre très grand; l'unité de capacité d'un condensateur est énorme, etc.

C'est la raison pour laquelle les électriciens ont ressenti le besoin d'un système dans lequel les unités seraient rattachées au système MKS, dont les unités de longueur et de masse sont à l'échelle des grandeurs couramment mesurées, et, par des puissances de 10, aux unités du système EMCGS. Il fallait, en outre, conserver dans ce système, toutes les unités magnétiques du système CGS et leur donner, comme aux unités électriques, un nom.

Ainsi est né, en 1881, le malencontreux et incohérent **système MKpS** ou **système pratique industriel**, encore dit « **des mécaniciens** », aujourd'hui abandonné à son tour et dont les unités fondamentales sont:

le **mètre**, le **kilogramme-force**, la **seconde**.

Il était encore en vigueur ces dernières années, jusqu'à ce que le décret du 3 mai 1961 vienne, heureusement, mettre fin à sa carrière.

Il offrait l'avantage d'avoir des unités électriques à l'échelle des grandeur rencontrées pratiquement.

Pourtant, il présentait plusieurs défauts graves:

1 - Il était impossible de définir avec précision le kilogramme-force. Celui-ci est en effet, fonction de l'accélération de la pesanteur qui, elle, varie d'un lieu à un autre. On ne peut donc pas réaliser un étalon transportable.

2 - L'ampère (unité d'intensité de courant) est 10 fois plus petit. Cela résultait de l'adoption comme unité de travail, du **joule**.

3 - Il en découle que toutes les formules qui renferment à la fois des grandeurs électriques et magnétiques sont affectées d'un coefficient puissance négative de 10.

Exemple:

$F = 1/10\ BIl$; $H = 1{,}25\ NI/l$; $e = -10^{-8}\ d\Phi/dt$

Si l'on avait adopté comme unité pratique d'intensité de courant l'unité EMCGS, d'un ordre de grandeur satisfaisant, le coefficient 10^{-1} n'aurait jamais existé dans les formules de l'électromagnétisme.

Le système MKSA ou de Giorgi

En 1901, le physicien italien Giorgi a montré que l'on pouvait réaliser un système qui serait, simultanément:

a) entièrement cohérent, les puissances de 10 disparaissant dans toutes les formules.

b) rattaché au système MKS, ce qui d'une part donnerait des unités de longueur et de masse convenant aux besoins de la pratique et, d'autre part, maintiendrait l'unité de travail: le joule.

c) enfin, il maintiendrait les unités électriques très employées, comme: le volt, l'ohm, l'ampère, le farad, etc...

Il suffisait, pour cela, de modifier la base du système EMCGS en donnant à la perméabilité du vide une valeur différente de l'unité.

Ce système, c'est le système MKSA qui ne diffère du système MKSA que par l'adoption d'une **quatrième unité fondamentale: l'ampère**.

Il existe, en réalité, deux systèmes Giorgi:

1 - le système MKSA proprement dit;

2 - le système MKSA rationalisé.

Ceux-ci ne diffèrent entre eux que par la valeur de la perméabilité du vide (qui est presque égale à celle de l'air). Celle-ci vaut:

$\mu o = 10^{-7}$ dans le premier système;

$\mu o = 4\pi 10^{-7}$ dans le second.

C'est le second qui est devenu officiel par le décret du 3 mai 1961.

Le tableau joint en donne les unités essentielles.

Il est certain que l'adoption de ce système entraîne des changements, dont certains sont profonds dans le domaine de l'électrotechnique, bouleversant les habitudes acquises. La discipline la plus touchée est, sans contestation possible, celle de l'électromagnétisme.

Examinons rapidement ces changements. En consultant le tableau des unités, on peut remarquer tout d'abord que l'unité de quantité de chaleur est la même que l'unité d'énergie (ou de travail). Cela peut choquer au premier abord. Disons tout de suite qu'une telle disposition est rationnelle. En effet, la chaleur n'est qu'une forme particulière de l'énergie, il est donc logique d'exprimer en joules toutes les quantités d'énergie, quelles que soient leurs formes (même calorifique). Cependant, le décret du 3 mai 1961, prévoit dans son article 4 des unités dites « hors système ». Pour la quantité de chaleur l'unité « hors système » est la **calorie** ou **microthermie**.

Comme autre unité d'énergie « hors système », signalons **l'électron - volt** couramment utilisé en physique électronique et nucléaire. C'est l'énergie acquise par un électron accéléré par une tension de 1 volt (symbole = eV):

$$1\ eV = 1{,}59 \cdot 10^{-19}\ \text{joule}$$

C'est une unité très petite, bien à l'échelle de la charge élémentaire qu'est l'électron.

En ce qui concerne le domaine de l'électromagnétisme, l'emploi systématique du système MKSA, **impose** l'abandon de la théorie coulombienne (de Cou-

lomb), au profit de la théorie ampérienne, (d'Ampère).

La théorie coulombienne reposé sur les notions de masses magnétiques, de feuillets magnétiques qui sont de pures fictions, c'est-à-dire qui sont physiquement inexistantes.

La théorie ampérienne, par contre, ramène toutes les actions électromagnétiques aux actions mutuelles de circuits parcourus par un courant électrique, qui sont, elles, des réalités physiques.

Selon cette théorie, qui n'est pas nouvelle (elle remonte à 1820), **la cause de tout magnétisme** (même celui d'un aimant) **est un courant électrique.**

Dans tout barreau aimanté, existe des courants dits **particulaires.** Parmi ceux-ci, seuls agissent à l'extérieur les courants dits **équivalents** circulant sur la surface extérieure du barreau.

Il faut, par conséquent, abandonner la vieille notion de **champ magnétique** (grandeur non mesurable) au profit du champ **d'induction magnétique** (ou induction magnétique), **pouvoir de force** dans l'espace, qui est une grandeur mesurable.

Le champ magnétique devient **l'excitation magnétique,** c'est-à-dire, le générateur de l'induction.

Avec l'ancien système d'unités, dans lequel la perméabilité magnétique dans l'air était égale à l'unité, champ et induction magnétiques étaient **mesurés par le même nombre:**

$$B = \mu H$$

Comme $\mu = 1$

$$B = H$$

ce qui est le comble de l'incohérence, B et H étant deux grandeurs nettement distinctes.

Il n'en est plus de même aujourd'hui, puisque

$$\mu_0 = 4 \cdot 10^{-7} \quad \text{on a} =$$

$$B = \mu_0 H$$

B est donc bien différent de H.

MULTIPLES

FACTEUR par lequel est multipliée l'unité	PREFIXE à mettre avant le nom de l'unité	SYMBOLE à mettre avant celui de l'unité
10^{12} soit 1 000 000 000 000	téra	T
10^{9} » 1 000 000 000	giga	G
10^{6} » 1 000 000	méga	M
10^{3} » 1 000	kilo	k
10^{2} » 100	hecto	h
10^{1} » 10	déca	da

SOUS - MULTIPLES

FACTEUR par lequel est multipliée l'unité	PREFIXE à mettre avant le nom de l'unité	SYMBOLE à mettre avant celui de l'unité
10^{-1} soit 0,1	déci	d
10^{-2} » 0,01	centi	c
10^{-3} » 0,001	milli	m
10^{-6} » 0,000 001	micro	μ
10^{-9} » 0,000 000 001	nano	n
10^{-12} » 0,000 000 000 001	pico	p

TABLEAU 70 - Les UNITES de MESURE du SYSTEME M.K.S.A.

Grandeur	Symbole	Unités MKSA (Giorgi)	Symbole MKSA	Valeur de l'unité dans le système pratique industriel (MKpS)	Symbole MKpS	Relation entre les unités des deux systèmes
Longueur	l	mètre	m	mètre	m	
Surface	S	mètre carré	m^2	mètre carré	m^2	
Volume	V	mètre cube	m^3	mètre cube	m^3	
Temps	t	seconde	s	seconde	s	
Vitesse	v	mètre par seconde	m/s	mètre par seconde	m/s	
Accélération	λ (g)	mètre par seconde par seconde	m/s^2	mètre par seconde par seconde	m/s^2	
Fréquence	f	Hertz	Hz			1 Hz = 1 c/s
Masse	m	kilogramme	kg	kilogramme-poids	kgP	1 kgP = 9,81 kg
Force	f	Newton	N	kilogramme-force	kgf	$1N = \frac{1}{9,81}$ kgf
Couple ou Moment de force	C ou M	mètre-Newton	mN	mètre-kilogramme	mkgf	$1mN = \frac{1}{9,81}$ mkgf
Travail ou énergie	W	Joule	J	kilogrammètre	kgm	1 J = 1/9,81 kgm
Quantité de chaleur	q	Joule	J	millithermie ou kilocalorie	mth	1 mth = 4180 J 1 μth = 4,18 J
Puissance	P	Watt	W	cheval vapeur	ch	1 ch = 75 kgm/s = 736 watts
Pression	p	Newton par m^2 ou Pascal	P	kilogramme force par m^2	kgf/m^2	1 Pascal = 1/9,81 kgf/m^2
Charge électrique (ou quantité d'électricité)	Q	Coulomb	c	Coulomb	c	
Intensité de courant	I	Ampère	A	Ampère	A	
Tension électrique diff. de potent, force électromotrice	U E	Volt Volt	V V	Volt Volt	V V	
Résistance électrique	R	Ohm	Ω	Ohm	Ω	
Résistivité	ρ	Ohm-mètre	$\Omega/m^2/m$ ou Ω m	Ohm-centimètre	$\Omega/cm^2/cm$ ou Ωcm	
Capacité	C	Farad	F	Farad	F	
Excitation magnétique (anciennement champ magnétique	H	Ampère tour par mètre	Atr/m	Oersted	Oe	$1 Atr/m = \frac{4\pi}{1000}$ Oersted
Induction magnétique	B	Weber par mètre carré ou Tesla	Wb/m^2 ou T	Gauss	Gs	1 Wb/m^2 (ou 1T) = 10^4 Gs
Flux d'induction magnétique	Φ	Weber	Wb	Maxwell	Mx	1 Wb = 10^8 Mx
Inductance	L	Henry	H	Henry	H	
Force magnétomotrice	F	Ampère tour	Atr	Gilbert	Gb	1 Atr = $4\pi/10$ Gb

LES FORMULES ELECTRIQUES et ELECTROMAGNETIQUES
selon le SYSTEME «MKSA» RATIONALISE

Voir n° 556, 557

N° de la page du «Cours»	FORMULES selon le système pratique ou le système C.G.S. d'unités.	FORMULES selon le système d'unités MKSA rationalisé et avec les symboles normalisés.
19	$\lambda = \frac{V}{f} = \frac{3 \cdot 10^{5}}{f}$	$\lambda = \frac{V}{f} = \frac{3 \cdot 10^{8}}{f}$
19	λ en **m**, f en **Hz**, V en **m/s**	λ en **m**, f en **Hz**, V en **m/s**
19	$f = \frac{V}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^{8}}{\lambda}$	$f = \frac{V}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^{8}}{\lambda}$
43	$Q = It$	$Q = It$
	Q en **c**; I en **A**; t en **s**	Q en **c**; I en **A**; t en **s**
	$H = RI^2t$	$W = RI^2t$
	H = chaleur produite, en **Joules**;	W = énergie dissipée sous forme de chaleur, en **Joules**;
	R = résistance, en **ohms**;	R = résistance, en **ohms**;
	I = intensité du courant en **ampères**;	I = intensité du courant en **ampères**;
	t = temps, en **secondes**.	t = temps, en **secondes**.
	Remarque = **H** est le symbole de l'excitation magnétique et **non pas** de la quantité de chaleur.	
91	$W = \frac{H}{t} = RI^2$	$P = \frac{W}{t} = RI^2$
	W, puissance dissipée en **watts**	P = puissance dissipée, en **watts**
	Remarques = **1.** - **W** est le symbole de l'énergie (ou du travail) et **non** celui de la puissance.	
	2. - Le **watt** est **l'unité de puissance**, et **non pas « l'unité exprimant la quantité de chaleur produite.**	
	$E = IR = P/I = \sqrt{PR}$	$U = RI = P/I = \sqrt{PR}$
	$G = 1/R$	$G = 1/R$
	$I = E \times G = E/R = P/E = \sqrt{P/R}$	$I = UG = U/R = P/U = \sqrt{P/R}$
	$P = E \times I = E^2/R = R \times I^2$	$P = UI = U^2/R = RI^2$
	$R = E/I = E^2/P = P/I^2$	$R = U/I = U^2/P = P/I^2$

N° de la page du «Cours»	FORMULES selon le système pratique ou le système C.G.S. d'unités.	FORMULES selon le système d'unités MKSA rationalisé et avec les symboles normalisés.
	$W = E \times I \times t = (E^2/R)\,t = I^2 \times R \times t = P \times t$ $Q \times E$	$W = UIt = (U^2/R)\,t = RI^2t = Pt = QU$
95	**Remarque** = **E**. est le symbole de la **force électromotrice** d'un générateur. U, celui de la **d.d.p.** existant entre deux points d'un conducteur (ou V).	
	Dans **toutes ces formules** et **dans les 2 systèmes** :	
	U est exprimé en **volts**; I est exprimé en **ampères**; R est exprimé en **ohms**; G est exprimée en **mhos**; t est exprimé en **secondes**; W est exprimé en **Joules**.	Q est exprimé en **coulombs**; P est exprimé en **watts**.
115	$B = \frac{\Phi}{A}$	$B = \frac{\Phi}{S}$
	B, en **gauss**; Φ, en **maxwells**; A en cm^2.	B, en **webers/m^2** ou **Teslas (Wb/m^2** ou **T)**; Φ, en **webers (Wb)** S, en m^2.
	Remarque = Le **symbole** de la **surface** est S; **A** celui de l'**ampère**.	
	$F = 1{,}257\,IN$	$\mathcal{F} = NI$
	F = force magnétique, en **gilberts**;	$\mathcal{F}$ = **force magnétomotrice**, en **Ampères tours (At)**;
	I = Intensité du courant en **ampères**;	I = intensité du courant en **ampères**
	N = nombre de tours.	N = nombre de tours.
	$H = \frac{1{,}257\,IN}{l}$	$H = \frac{NI}{l}$
	$IN = \frac{Hl}{1{,}257}$	$NI = Hl$
	H = intensité du champ magnétique «de préférence à intensité de la force»	H = **excitation magnétique**, en **ampères tours par mètre (Atr/m)**;

N° de la page du «Cours»	FORMULES selon le système pratique ou le système C.G.S. d'unités	FORMULES selon le système d'unités MKSA rationalisé et avec les symboles normalisés
	d'aimantation »). en **oersteds** ou **gilberts par cm**;	
	I, en **A**;	I, en **A**;
	l, en **cm**.	l, en **cm**.
	$R = \frac{1}{\mu A}$	$\mathscr{R} = \frac{1}{\mu S}$
		avec $\mu = \mu o \cdot \mu r$
	R : réluctance magnétique, en **UEMCgS**	$\mathscr{R}$ = réclutance magnétique, en **unités MKSA.**
	L'unité EMCgS de réluctance est celle d'un tube d'air de 1 cm² de section et de 1 cm de long.	**L'unité MKSA de réluctance est celle de un tube d'air (μr = 1) de 1 m² de section et dont la longueur est $4\pi \times 10^{-7}$.**
	1 Unité MKSA de réluctance = $4\pi \times 10^{-9}$ UEMcgs	
	μ = perméabilité magnétique; l = longueur, en **cm** A = surface, en **cm²**.	μ = perméabilité **absolue** du milieu magnétique; c'est la perméabilité relative qui est donnée par les courbes.
		μo = perméabilité du vide et de l'air: $\mu o = 4\pi \cdot 10^{-7}$
		μr = perméabilité relative du milieu magnétique. $\mu r = \frac{\mu}{\mu o}$
		l = longueur, en **m**; S = surface, en **m²**;
103	$\mu = \frac{B}{H}$	$\mu = \frac{B}{H}$
		$(\mu = \mu o \, \mu r)$
	B = induction magnétique, en **gauss**;	B = induction magnétique en **Teslas (T)**;
	H = en **oersteds**	H = en **Atr/m.**
115	$\Phi = \frac{F}{R}$	$\Phi = \frac{\mathscr{F}}{\mathscr{R}}$
	Φ, en **maxwells**;	Φ, en **weber (Wb)**;

N° de la page du «Cours»	FORMULES selon le système pratique ou le système C.G.S. d'unités	FORMULES selon le système d'unités MKSA rationalisé et avec les symboles normalisés
	F, en **gilberts**;	$\mathscr{F}$, en **ampères - tour (At)**;
	R, en **UEMCgS.**	$\mathscr{R}$, en **UMKSA.**
	$e = - \frac{\Delta \Phi}{\Delta t} \cdot 10^{-8}$	$e = - \frac{\Delta \Phi}{\Delta t}$
	(de préférence à: e = nombre de lignes coupées par seconde 10^{-8})	
	e = f. é. m. induite en **volts**;	e, en **volts**;
	$\Delta\Phi$ = variations de flux, en **maxwells**;	$\Delta\Phi$, en **webers (Wb)**;
	Δt = durée de la variation en **secondes.**	Δt, en **secondes.**
	Remarque = Le signe moins (—) traduit la loi de **Lenz = Le sens de la f. é .m. induite est tel que celle ci tend à s'opposer à la variation de flux qui lui donne naissance**	
	$e = B \times l \times v \times \sin \delta \times 10^{-8}$	$e = Blv \sin \delta$
	e = f.é.m. induite en volts.	e, en **volts;**
	B = induction magnétique, en **gauss**; (de préférence à «densité de flux, ou lignes par cm²»).	B, en **Teslas** (ou **Weber par m² (T)** ou **(Wb/m²)**;
	l = longueur du conducteur en **cm**;	l, en **mètres.**
	v, vitesse de déplacement du conducteur, en **cm/s**;	v, en **m/s;**
	δ, angle formé par la direction du déplacement du conducteur et celle du champ d'induction	
117	$L = \mu . \frac{4\pi N^2 S}{10^9 l}$	$L = \mu . \frac{N^2 S}{l}$
	Dans l'**air** (μ = 1):	($\mu = \mu o \, \mu r$) Dans l' **air** (μr = 1):
	$L = \frac{4\pi N^2 S}{10^9 l}$	$L = \mu o . \frac{N^2 S}{l}$
	(la formule publiée est **fausse**)	avec $\mu o = 4\pi . 10^{-7}$
	L, inductance, en **Henrys**;	L, en **Henrys (H)**;

(*suite page 33*)

N° de la page du «Cours»	FORMULES selon le système pratique ou le système C.G.S. d'unités.	FORMULES selon le système d'unités MKSA rationalisé et avec les symboles normalisés.
117	S, en **cm²**; l, en **cm**. N, nombre de spires	S, en **m²**; l, en **m**; La perméabilité **absolue** μ du milieu magnétique est douée de dimensions. Elle peut être considérée dans le système MKSA, comme **l'inductance par mètre de longueur** d'une bobine plongée dans le milieu magnétique considéré, dont la longueur est **infinie** et la section **1m²**. Elle s'exprime alors en **henrys par mètre (H/m)**.
	Remarque = Ces formules ne sont valables que pour une bobine cylindrique de grande longueur (par rapport à son diamètre). Pour une bobine de faible longueur, on corrigera la valeur de l'inductance fournie par l'une des formules ci-dessus, en la multipliant par un facteur de forme qui dépend du rapport **d**. C'est le coefficient de **Nagaoka** qui peut être déterminé à l'aide de tables, ou calculé comme suit:	
	$k_{nl} = \dfrac{1}{0{,}457\,\dfrac{d}{l} + 0{,}995}$	
	d et l, en cm d = diamètre de la bobine l = longueur de la bobine	
244	$C = \dfrac{1}{9.10^{11}} \dfrac{KS}{4\pi e}$	$C = \varepsilon \dfrac{S}{e}$ $\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$
	C, capacité du condensateur, en **farads**; K, constante diélectrique de l'isolant; S, surface **commune** aux 2 armatures, en **cm**; e, épaisseur du diélectrique (isolant), en **cm**.	C, en **farads (F)**; S, en **mètres carrés (m²)**; e, épaisseur du diélectrique (isolant), en **mètres (m)**;
	Dans **l'air** (K = 1): $C = \dfrac{1}{9.10^{11}} \dfrac{S}{4\pi e}$	ε, **permittivité** (ou constante diélectrique) **absolue** de l'isolant ε_r, **permittivité relative** de l'isolant ε_0, **permittivité du vide** (ou de l'air sec)

N° de la page du «Cours»	FORMULES selon le système pratique ou le système C.G.S. d'unités.	FORMULES selon le système d'unités MKSA rationalisé et avec les symboles normalisés.
259		$\varepsilon_0 = 8{,}85 \cdot 10^{-12}$ Dans l'**air** ($\mu_r = 1$) $C = \varepsilon_0 \dfrac{S}{e}$ La **permittivité relative** est celle qui est donnée par les tables ou par les courbes. Avec un diélectrique quelconque, on a donc: $C = \varepsilon_0\, \varepsilon_r \dfrac{S}{e}$; soit: $C_1 = 8{,}85 \cdot 10^{-12}\, \varepsilon_r \dfrac{S}{e}$ C,en F; S, en m²; e, en m Si C est exprimé en picofarads (p F); S en cm²; e, en cm: $C_{pF} = 0{,}0885\, \varepsilon_r \dfrac{S}{e}$ (de préférence à $0{,}0885 \dfrac{KA}{d}$, formule publiée) Pour rester dans le système MKSA, il faut exprimer S en m² et e en m. On a alors : $C_{pF} = 8{,}85\, \varepsilon_r \dfrac{S}{e}$
		Note. - La **permettivité absolue** d'un isolant, est, tant comme la perméabilité absolue d'un milieu magnétique, douée de dimensions. Si, dans la formule $C = \varepsilon \dfrac{S}{e}$, on fait S = 1 et e = 1, on obtient C = ε. Ce qui signifie que la **permittivité absolue** d'un diélectrique est mesurée (dans le système MKSA rationalisé) par **la capacité d'un condensateur plan dont la surface commune aux deux armatures est de 1 m² et dont l'épaisseur du diélectrique est égale à 1 m.** La permittivité est donc une capacité linéique (capacité par unité de longueur), qui s'exprime en **farads par mètre (F/m)**.

LES UNITES DU SYSTEME M. K. S. A. ET LEUR DEFINITION

UNITES DE BASE

Les unités de base du système MKSA sont:

— le mètre, *unité de longueur*;

— le kilogramme, *unité de masse*;

— la seconde, *unité de temps*;

— l'ampère, *unité d'intensité de courant électrique*.

Unité de longueur: le mètre (m)

Le mètre se définit actuellement à partir du spectre de raies de l'atome de krypton 86. Cette définition est très compliquée; c'est pourquoi nous ne la donnerons pas ici, pour l'instant.

Unité de masse: le kilogramme (kg)

C'est la masse du prototype en platine iridié qui a été sanctionné par la Conférence générale des Poids et Mesures, tenue à Paris en 1889 et qui est déposé au Pavillon de Breteuil, à Sèvres.

Unité de temps: la seconde (s)

La seconde est la fraction 1/31556925, 9747 de l'année tropique pour 1900, janvier zéro, à 12 heures de temps des éphémérides.

Plus simplement, c'est la 86 400e partie du jour solaire moyen.

Les unités hors système de temps sont respectivement: la **minute** (1 mn = 60 s); l'**heure** (1 h = 3600 s); le **jour** (1 j = 24 h = 86 400 s).

Unité d'intensité de courant: l'ampère (A)

L'ampère est l'**intensité** d'un courant constant qui, maintenu dans deux conducteurs **parallèles, rectilignes,** de **longueur infinie,** de **section circulaire négligeable** et placés à une distance de 1 mètre l'un de l'autre, dans **le vide**, produit, entre ces conducteurs, une **force** de **2.10^{-7} newton par mètre de longueur** (fig. 1).

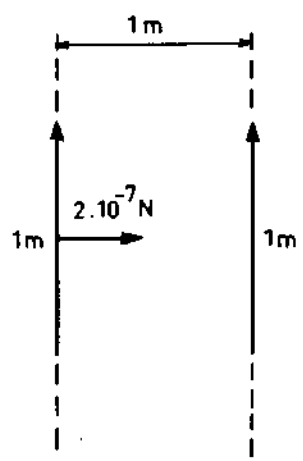


Figure 1

Il n'en reste pas moins vrai qu'un ampère correspond toujours à un **coulomb par seconde.**

UNITES DERIVEES - OU UNITES SECONDAIRES

A - UNITES GEOMETRIQUES

1 - Unité d'aire ou de superficie: **le mètre carré (m2).**

Le **mètre carré** est l'**aire** d'un **carré** ayant **1 mètre** de **côté.**

2 - **Unité de volume: le mètre cube (m3)**

Le **mètre cube** est le volume d'un **cube** ayant **1 mètre de côté.**

3 - **Unité d'angle plan: le radian (rd).**

Le **radian** est l'angle qui, ayant son sommet au **centre** d'un **cercle, intercepte** sur la circonférence de ce cercle un **arc** d'une **longueur égale à celle du rayon du cercle**

D'autre part, les unités hors système sont respectivement:

— le tour (tr) = 2π rad. ($\pi = 3.1416 = \frac{22}{7}$);

— le grade (gr) = $\frac{\pi}{200}$ rad.;

— le degré (°) = $\pi/180$ rad.;

— la minute d'angle (') = $\pi/10\,800$ rad.;

— la seconde d'angle (") = $\pi/648\,000$ rad.;

La minute d'angle vaut 1/60 de degré.

La seconde d'angle vaut 1/60 de minute.

4 - **Unité d'angle solide : le stéradian (sr).**

Le **stéradian** est **l'angle solide** qui, ayant son sommet au **centre** d'une **sphère, découpe** sur la surface de cette sphère, une aire **équivalente** à celle d'un **carré** dont le **côté** est égal au **rayon** de la sphère.

B - UNITES DE TEMPS

Unité de fréquence : le hertz (Hz).

Le hertz est la fréquence d'un phénomène périodique dont la période est égale à 1 seconde.

Multiples du Hertz:

— le **kilohertz** (kHz) : 1 kHz = 10^3 Hz

— le **Mégahertz** (MHz) : 1 kHz = 10^6 Hz

C - UNITES DE MASSE

Unité de masse volumique : le kilogramme par mètre cube (kg/m³).

C'est la **masse volumique** d'un corps dont la **masse** est de **1 kilogramme** et le **volume** de **1 mètre cube.**

D - UNITES MECANIQUES

1 - **Unité de vitesse: le mètre par seconde (m/s).**

C'est la **vitesse** d'un mobile qui, **animé** d'un **mouve-**

ment uniforme, parcourt une distance de **1 mètre** en **1 seconde.**

2 - **Unité d'accélération : le mètre par seconde, par seconde** - ou **mètre par seconde au carré**. (m/s^2).

Le **mètre par seconde, par seconde**, est l'**accélération** d'un mobile, **animé** d'un **mouvement uniformément varié**, dont la **vitesse s'accroit**, en **une seconde, de 1 mètre** par **seconde.**

3 - **Unité de force - le newton (N).**

Le **newton** est l'**intensité** d'une **force** qui **communique** à un corps ayant une masse de **1 kilogramme** une **accélération de 1 mètre par seconde, par seconde.**

4 - **Unité de travail et d'énergie** : le **joule (J).**

Une **force** est caractérisée par sa **direction**, son **sens**, son **intensité**, son **point d'application.**

Lorsqu'elle **déplace** son point d'application, on dit que la force **effectue** un travail. Le **travail** d'une force est égal au **produit de l'intensité de la force (F) par la longueur** de son déplacement (1).

Formule de définition: $W = F.l$

Si F = 1 N et l = 1 m, W = 1 J

1 Joule = 1 N x 1 m

D'où la définition du Joule, unité M.K.S.A. de travail:

Le Joule est le travail produit par une force d'intensité 1 newton dont le point d'application se déplace de 1 mètre dans sa direction.

Unités hors système de travail:

a) le watt-heure **(Wh) 1 Wh = 3 600 J**
Multiple: le **kilowatt-heure (kWh) 1 kWh = 10^3 Wh = 3 600 000 J**

b) l'électron-volt **(eV)** **1 e V = 1,59 10^{-19} J**

5 - Unité de quantité de chaleur: **le Joule**
Unités hors système.

a) La **calorie** (ou **microthermie**) - **cal** -

La calorie est la quantité de chaleur nécessaire pour élever de 1 degré C la température d'un gramme d'un corps dont la chaleur massique est égale à celle de l'eau à 15° C sous la pression atmosphérique normale (101 325 pascals)

1 cal = 4,1855 J

(on prend pratiquement : 4,18 J)

b) la **thermie** (th) ou **mégacalorie**

1 th = 4,1855. 10^6 J

Remarque La valeur 4,1855 est une valeur expérimentale résultant des déterminations les plus récentes.

c) la **frigorie** (fg)

Dans les industries frigorifiques, les quantités de chaleur enlevées peuvent être évaluées en frigories. La frigorie est une kilocalorie négative:

1 fg = —4,1855.10^3 J

6 - **Unités de puissance** : le **watt (W)**

La **puissance** d'une machine est égale au **travail qu'elle peut fournir dans l'unité de temps**, c'est-à-dire **en 1 seconde.**

Formule de définition:

$$P = \frac{W}{t}$$

Si W = 1 joule et t = 1 seconde, P = 1 watt

1 watt = 1 joule/1 seconde

D'où la définition du watt:

Le **watt est la puissance d'une machine qui effectue un travail de 1 Joule en 1 seconde.**

Unité de pression: le pascal (Pa) ou **p**

Le **pascal** est la pression uniforme qui, agissant sur une surface plane de **1 mètre carré**, exerce **perpendiculairement** à cette surface une force totale de **1 newton.**

E - UNITES ELECTRIQUES ET ELECTROMAGNETIQUES,

1. **Unité de quantité d'électricité : le coulomb.** (C)
La quantité d'électricité traversant un circuit est:
— proportionnelle à l'intensité du courant;
— proportionnelle au temps de passage du courant.
Formule de définition: **Q = I.t**

Si I = 1 ampère et t = 1 seconde : Q = 1 coulomb.

1 C = 1 A x 1 s

D'où la définition du coulomb:

Le **coulomb** est la **quantité d'électricité** transportée en **1 seconde** par un courant d'intensité égale à **1 ampère.** Unité hors système: **l'ampère-heure** (Ah). L'**ampère-heure** est la quantité d'électricité transportée par un **courant constant** de 1 ampère pendant **1 heure**:

1 Ah = 3 600 coulombs

2 - **Unité de force électromotrice et de différence de potentiel : le volt (V)**

a) On appelle **force électromotrice** d'un générateur le **quotient, généralement constant,** de la **puissance totale** qu'il fournit par l'**intensité** du courant qu'il débite.
en abrégé, on écrit : f. é. m

Formule de définition:

$$E = \frac{Pt}{I}$$

Si Pt = 1 W et I = 1 A, E = 1 V

b) On appelle **différence de potentiel** (en abrégé d.d.p.) entre deux points A et B d'un circuit le **quotient** de la **puissance totale Pt**, qui apparaît dans le circuit par **l'intensité I du courant qui le traverse.** La d.d.p. est encore appelée: **tension électrique.**

Formule de définition:

$$U = \frac{Pt}{I}$$

Si Pt = 1 W et I = 1 A, U = 1 V

On remarque ainsi que f.é.m. et tension (ou d.d.p.) sont deux grandeurs de même espèce qui s'expriment, en conséquence, dans la même unité: **le volt.**

1 V = 1 W/ 1A

Le **volt** est la **différence de potentiel** qui existe entre deux points d'un fil conducteur parcouru par un **cou-**

rant constant de **1A** lorsque la puissance **dissipée** entre ces points est égale à **1 watt.**

3 - **Unité de résistance électrique** : l'**ohm** (Ω)

On appelle **résistance** électrique d'un conducteur le **rapport constant** existant entre la **d.d.p.** appliquée à ses bornes et l'**intensité du courant** qui le traverse.

Formule de définition:

$$R = \frac{U}{I}$$

Si U = 1 volt et I = 1 ampère, on a : R = 1 ohm

1Ω = 1 V/1 A

D'où la définition de l'ohm:

L'**ohm** est la **résistance électrique** qui existe entre deux points d'un fil conducteur lorsqu'une **différence de potentiel de 1 volt**, appliquée entre ces deux points, produit dans ce conducteur un **courant de 1 ampère**, ledit conducteur n'étant le siège d'**aucune force électromotrice.**

4 - **Unité de capacité électrique**: le **farad (F)**

On appelle **capacité d'un condensateur** le **quotient** de sa **charge** par la **d.d.p.**, qui existe entre ses armatures.

Formule de définition:

$$C = \frac{Q}{U}$$

Si Q = 1 coulomb et U = 1 volt, on a: C = 1 Farad

1 F = 1C/1V

D'où la définition du Farad:

Le **Farad** est la **capacité** d'un condensateur électrique entre les armatures duquel apparaît une **d.d.p. de 1 volt** lorsqu'il est chargé d'une **quantité d'électricité égale à 1 coulomb.**

C'est une unité **énorme**, qui n'est pas à l'échelle de la capacité des condensateurs utilisés en pratique. Aussi emploie-t-on les sous-multiples du farad qui sont:

— le **microfarad** (μF) qui vaut un **millionième** de farad:

$$1\ \mu F = 10^{-6}\ F$$

— le picofarad (**pF**) qui vaut un millionième de microfarad:

$$1\ pF = 10^{-6}\ \mu F = 10^{-12}\ F$$

Signalons encore le **nanofarad** (nF) qui vaut 1 000 picofarads:

$$1\ nF = 10^{3}\ pF = 10^{-9}\ F$$

5 - **Unité d'inductance électrique** : le **henry (H)**

L'**inductance** d'un circuit est **mesurée** par la **force électromotrice d'auto-induction** dont ce circuit est le siège lorsque l'**intensité du courant** qui le parcourt **varie uniformément d'une unité par seconde.**

Formule de définition:

$$L = \frac{e}{\frac{\Delta I}{\Delta t}} \qquad (1)$$

Si e = 1 volt; ΔI = 1 ampère et Δt = 1 seconde:

on a: L = 1 henry

Le **henry** est l'**inductance électrique** d'un circuit fermé dans lequel une **force électromotrice de 1 volt** prend naissance lorsque le **courant électrique** qui parcourt le **circuit** varie uniformément de 1 ampère par seconde.

6 - **Unité de flux d'induction magnétique: le weber (Wb)**

Le flux d'induction magnétique traversant un circuit est **mesuré** par la **force électromotrice** que ce flux y produit lorsqu'on **l'amène à zéro dans l'unité de temps.**

Formule de définition:

$$e = -\frac{\Delta \Phi}{\Delta t}$$

Si e = 1 volt et t = 1 seconde, on a: Δ Φ = 1 weber

Le **weber** est le **flux d'induction magnétique** qui, traversant un circuit **d'une seule spire,** y produit une **force électromotrice** de **un volt** si on l'**amène à zéro en une seconde par décroissance uniforme.**

7 - **Unité d'induction magnétique**

le **Tesla (T) ou weber par m² (Wb/m²)**

Si une surface quelconque S est placée dans un champ d'induction magnétique, perpendiculairement (on dit aussi normalement) aux lignes d'induction, le flux d'induction à travers cette surface a pour expression:

$$\Phi = B \cdot S$$

Formule de définition:

$$B = \frac{\Phi}{S}$$

Si Φ = 1 weber et S = 1 m², on a: B = 1 weber par m² ou 1 Tesla $\qquad 1\ T = Wb/1m^2$

Le **Tesla** est l'**induction magnétique uniforme** qui, **répartie normalement** (perpendiculairement) sur **une surface de 1 mètre carré,** produit à travers cette surface un flux d'induction magnétique total de **1 weber.**

On remarquera que les unités magnétiques sont rattachées aux unités électriques (par la formule de la f.é.m. d'induction), de telle sorte que les coefficients de **toutes** les formules électromagnétiques sont rendus égaux à 1: le système MKSA est **entièrement cohérent.**

Le système MKSA comporte encore d'autres unités: unités optiques et unités de radioactivité; nous ne les définirons pas ici, pour l'instant. En conclusion, nous espérons avoir ainsi montré, comme nous l'écrivions dans le préambule de cette étude, que le problème des unités qui paraît affreusement compliqué aux débutants, est en réalité bien simple.

---

(1) La lettre grecque Δ (delta) remplace le mot variation de, elle a donc la même signification.

PUISSANCE ET ENERGIE - LOI DE JOULE

Les termes « **travail** » et « **énergie** » ont, du point de vue scientifique, un sens voisin.

En effet, tout corps, ou tout système de corps, **capable de fournir un travail mécanique**, possède de **l'énergie**.

L'énergie pouvant se transformer en travail, on l'évalue avec la même unité que celle-ci: le **Joule** (dans le système MKSA et dans le système pratique industriel).

L'énergie prend des formes diverses: mécanique, chimique, thermique (ou calorifique), **électrique**, nucléaire.

Le travail correspond, en fait, à la forme mécanique de l'énergie. On le définit comme étant le produit de la force par le déplacement dans la direction de la force:

$$W = F.l$$

La **puissance** d'une machine est égale au **travail effectué** — ou à **l'énergie consommée** — par cette machine **par unité de temps**, c'est-à-dire par seconde:

$$P = \frac{W}{t}$$

La puissance exprime donc la rapidité d'exécution d'un travail.

Travail et puissance électriques

Une charge électrique Q qui subit une chute de potentiel U effectue un **travail**:

$$W = Q\,U$$

Si cette charge est transportée par un courant électrique d'intensité I, pendant un temps t, on a:

$$W = U\,I\,t$$
(puisque $Q = I\,t$)

Dans ces conditions, la puissance du courant électrique — c'est-à-dire le travail effectué par ce courant dans l'unité de temps — sera:

$$P = U\,I$$

avec: P, en **watts** (puisque l'unité d'énergie électrique, forme particulière de l'énergie, est le joule); U, en **volts** et I, en **ampères**

1 watt = 1 joule par seconde

On a encore:

$$P = R\,I^2$$

$$P = \frac{U^2}{R}$$

LOI DE JOULE

Joule a montré que l'énergie calorifique — résultant de la transformation de l'énergie électrique — développée dans une portion de circuit, est:

1 - **proportionnelle à la résistance de ce circuit** (si R double, W double également);

1 - **proportionnelle au CARRE de l'intensité du courant** traversant le circuit (si I double, W devient **quatre fois** plus grande);

3 - **proportionnelle au temps** de passage du courant (si t double, W double aussi).

C'est la **loi de Joule**, qui se traduit par la formule:

$$W = R\,I^2\,t$$

avec W, en **joules**; R, en **ohms**; I, en **ampères** et t, en **secondes**.

Si l'on divise par t, les deux membres de la relation précédente, on obtient:

$$\frac{W}{t} = R\,I^2$$

soit: $P = R\,I^2$

Cette formule, déjà rencontrée, exprime donc **la puissance perdue par effet Joule (sous forme de chaleur)** à l'intérieur d'un circuit résistant.

On a encore:

$$W = \frac{U^2}{R}\,t$$

$$W = U\,I\,t$$

Remarque - Les formules: $W = R\,I^2\,t$ et $P = R\,I^2$ **ne sont valables que pour le calcul de l'énergie** (ou de la **puissance**) **calorifique** due à l'effet Joule.

Pour la tarification de l'énergie électrique, on emploie une unité d'énergie dérivée de l'unité de puissance: le **watt-heure** (Wh), ou, plus souvent encore, ses multiples:

— l'**hectowatt-heure** (hWh);

— le **kilowatt-heure** (kWh);

— et même, dans les grandes centrales électriques, le **mégawatt-heure** (MWh):

1 Wh = 3 600 J

1 hWh = $3\,600 \times 10^2$ J

1 kWh = $3\,600 \times 10^3$ J

1 MWh = $3\,600 \times 10^6$ J
= $(3\,600 \times 10^3\ \text{J}) \times 10^3$
= 10^3 kWh

L'ELECTROMAGNETISME SELON LE SYSTEME MKSA

par J. ROUSSEAU

Dans la leçon que nous avons consacrée aux unités de mesure, en général, et au système MKSA, en particulier, nous écrivions que l'emploi systématique de ce système conduisait nécessairement à un certain bouleversement des habitudes acquises; le secteur le plus profondément touché, étant celui de **l'électromagnétisme.**

La logique du système MKSA rationalisé n'apparaît vraiment que si l'on abandonne l'ordre ancien de présentation des phénomènes électromagnétiques, d'une part; la théorie coulombienne au profit de la théorie ampérienne, d'autre part.

Pour expliquer facilement l'existence des forces d'attraction ou de répulsion qui s'exercent entre deux pôles d'aimants, et évaluer commodément leur grandeur, Coulomb, par analogie avec les forces de la pesanteur, imagina l'existence de **masses magnétiques** dans la région des pôles d'un aimant: **masses magnétiques positives** dans le **pôle Nord, masses magnétiques négatives** dans le **pôle Sud.**

Or, cette notion de masse magnétique, comme d'ailleurs, celle de feuillet magnétique qui lui est liée, n'a **aucune existence physique.**

La théorie d'Ampère, dont l'idée directrice est la suivante:

la cause de tout magnétisme est un courant électrique;

repose, par contre, sur des bases physiques indiscutables.

Elle permet de se rapprocher davantage, en déduisant les propriétés des aimants de celles du courant électrique, des théories modernes du magnétisme. Celui-ci ne constitue plus une section à part; il n'est que l'un des chapitres de l'électromagnétisme.

L'électromagnétisme est certainement la partie la plus difficile d'un cours d'Electrotechnique. On peut, sans crainte d'être démenti, affirmer, comme naguère le grand mathématicien français **Henri Poincaré,** à propos de l'entropie en thermodynamique, qu'elle est **abstraite.**

S'il est, en effet, très facile de se représenter un courant électrique, la résistance d'un conducteur, il est, par contre, extrêmement difficile d'imaginer un champ d'induction magnétique. Si l'effet calorifique d'un courant est un phénomène « palpable », il n'en est plus du tout de même de son effet magnétique.

Et, cependant, les phénomènes électromagnétiques sont à la base de la plus importante des applications de l'électricité: les **générateurs** et **moteurs électriques,** sans parler des communications radioélectriques. Il est donc capital de présenter ces phénomènes de façon claire et précise.

Nous allons tenter de montrer que le système MKSA et la théorie d'Ampère, en ne permettant plus d'une part, de confondre, dans l'air, ces grandeurs profondément différentes que sont: le **champ** (ou, plus exactement l'**excitation**) et l'**induction** magnétiques, en considérant, d'autre part, la perméabilité magnétique, comme une grandeur caractéristique du milieu, douée de dimensions, et non pas comme un simple nombre, clarifient singulièrement le sujet.

NOTION DE CHAMP

1 - On sait qu'une pierre, par exemple, tombe sur le sol lorsqu'on l'abandonne d'une hauteur quelconque et cela, en n'importe quel point de la terre. Par conséquent :

Tout corps matériel est soumis, en tout point de l'espace, à une **force de pesanteur proportionnelle à sa masse.**

On dit qu'il existe, dans tout l'espace, un **champ de pesanteur.**

2 - Au voisinage d'un corps conducteur chargé électriquement, une charge élémentaire quelconque, un électron par exemple, est soumise, en tout point, à une force **proportionnelle** à la **quantité d'électricité** qu'elle porte. On dit qu'il existe au voisinage du corps un **champ électrique.**

CHAMP D'INDUCTION MAGNETIQUE

a - Une aiguille aimantée montée sur un pivot, donc libre de se mouvoir, s'oriente d'elle-même, en tout point de la surface de la terre, dans une direction voisine de la direction Nord - Sud géographique.

b - Si l'on approche l'un de l'autre deux pôles de barreaux aimantés, on constate que:

Deux pôles de même nom se repoussent.

Deux pôles de noms contraires s'attirent.

Les forces qui s'exercent entre aimants, comme celle qui dévie l'aiguille aimantée sont attribuées à une cause nommée **magnétisme.**

Il existe donc, à la surface de la terre, ou au voisinage des pôles d'un aimant, un nouveau champ de force que l'on appelle **champ d'induction magnétique.**

Jusqu'au début du 19e siècle, on ignorait complètement qu'il put exister un rapport quelconque entre le **magnétisme** et **l'électricité.**

C'est le physicien danois Hans Christian **Oersted** qui, par son expérience célèbre, montra le premier, qu'il existe un rapport étroit entre le magnétisme et l'électricité.

EXPERIENCE D'OERSTED

La découverte du professeur Oersted fut faite en 1819, dans des circonstances particulièrement émouvantes: en plein cours.

Oersted était en train de démontrer, expérimenta-

lement. l'action calorifique d'un courant électrique parcourant un fil métallique rectiligne. Une boussole se trouvait, par hasard, à proximité du conducteur. Chaque fois qu'il établissait le courant dans le fil, l'aiguille aimantée de la boussole déviait visiblement d'un côté; dès que le courant cessait, elle revenait à sa position initiale. Si l'on inversait le sens du courant, ou bien si l'on disposait la boussole au - dessus du fil, au lieu de la mettre en dessous, l'aiguille déviait dans le sens contraire.

Aucun doute n'était plus permis: **Un courant électrique crée autour de lui un champ d'induction magnétique.**

Résumons l'expérience d'Oersted :

Une aiguille aimantée, disposée parallèlement à un conducteur rectiligne parcouru par un courant électrique (**figure 1**), est **déviée** de sa position, et tend à se

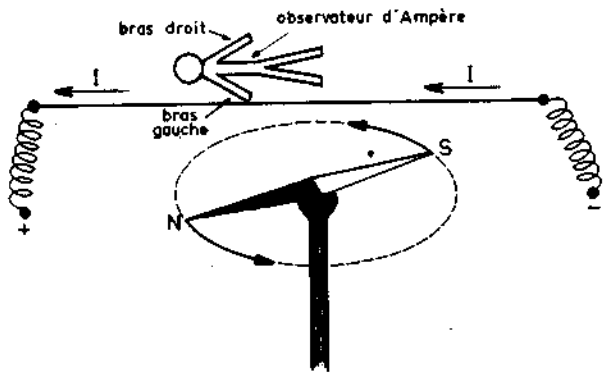


Fig. 1 - Expérience d'Oersted.

mettre en croix avec le conducteur, c'est-à-dire perpendiculairement à lui. Le **sens de la déviation** dépend du **sens du courant.**

La découverte d'Oersted se répandit rapidement.

Ampère conçut une méthode visuelle de détermination du sens de la déviation de l'aiguille: le **« bonhomme d'Ampère ».**

Un observateur (**observateur d'Ampère**), placé le long du conducteur de telle sorte que le courant lui entre par les pieds et lui sorte par la tête (figure 1) et regardant l'aiguille aimantée, **voit le pôle Nord de celle - ci dévier vers sa gauche.**

THEORIE D'AMPERE

C'est le physicien français André - Marie **Ampère** qui sut, en 1820, interpréter le phénomène découvert un an plus tôt par Oersted:

a - Des courants électriques dits **particulaires** existant dans tout barreau aimanté. Les circuits de ces courants sont parallèles et perpendiculaires (on dit encore normaux) à l'axe du barreau (**figure 2**).

b - A l'intérieur du barreau, ces courants électriques sont de sens contraires sur les lignes communes aux différents circuits. Par conséquent, seuls peuvent avoir une action extérieure les courants circulant à la périphérie (surface extérieure du barreau). Ces courants sont dits **équivalents.**

c - Entre deux conducteurs rectilignes parcourus par des courants électriques s'exercent des forces (forces électrodynamiques). Ces forces, qui tendent à faire circuler les courants dans la même direction

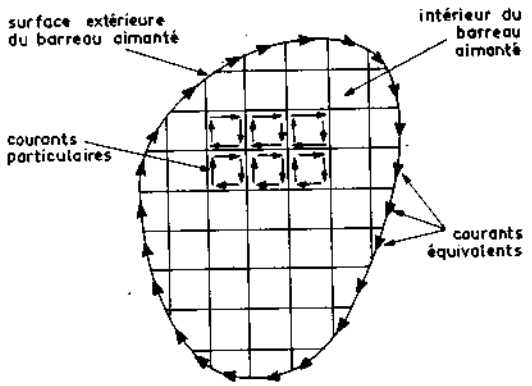


Fig. 2 - Courants particulaires et courants équivalents circulant à l'intérieur et la périphérie d'un barreau aimanté.

et le même sens, sont d'autant plus intenses que les deux conducteurs sont plus près l'un de l'autre. Ce sont elles qui font dévier l'aiguille aimantée (1).

Ainsi, Ampère démontra magistralement qu'une **étroite parenté** existait entre l'électricité et le magnétisme.

Considérons le barreau aimanté, mobile autour d'un axe, représenté par la **figure 3.** Au-dessus de ce barreau est disposé, parallèlement, un conducteur rectiligne parcouru par un courant I. Nous avons représenté par des flèches les courants équivalents circulant sur les faces opposées du barreau, parallèles au conducteur.

La face inférieure A' B' C' D' étant éloignée du conducteur, la force, qui s'exerce entre le courant I et les courants équivalents circulant sur cette face, est faible et peut donc être négligée. Par contre, celle que subissent les courants équivalents de la face supérieu-

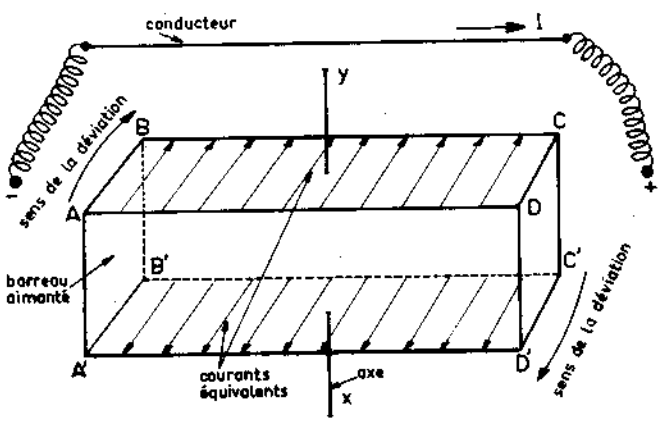


Fig. 3 - La force qui s'exerce entre le courant I parcourant le conducteur rectiligne et les courants équivalents circulant sur la face supérieure ABCD d'un barreau aimanté mobile autour d'un axe xy, fait dévier le barreau dans le sens indiqué sur le schéma.

re A B C D proche du condensateur, étant plus forte, le barreau se mettra en croix avec le conducteur afin que les courants équivalents tendent à circuler dans la direction et le sens du courant I.

(1) André Fouillé « Electrotechnique à l'usage des ingénieurs » - Dunod Editeur - Paris.

(suite page 33)

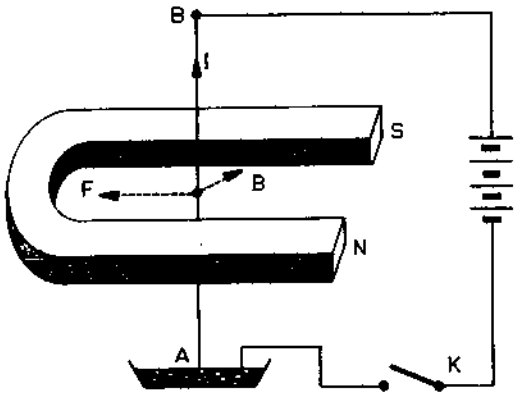


Fig. 4 - Lorsqu'un courant I traverse le conducteur AB placé dans le champ d'induction magnétique d'un aimant en fer à cheval, celui-ci se déplace sous l'action de la force électromagnétique.

FORCE ELECTROMAGNETIQUE - OU FORCE DE LAPLACE - INDUCTION MAGNETIQUE

1 - Existence d'une force électromagnétique

Considérons, **figure 4**, une portion A B de conducteur faisant partie d'un circuit électrique, mobile autour du point B et dont l'extrémité A plonge dans du mercure. Il peut ainsi se mouvoir librement sans que le circuit électrique soit pour autant interrompu. Ce conducteur passe, de plus, entre les branches d'un aimant en forme de fer à cheval.

En l'absence de courant (interrupteur K ouvert), le fil A B occupe une position verticale comme l'indique la figure.

Fermons alors l'interrupteur K, un courant d'intensité I parcourt le conducteur qui se déplace vers la gauche. C'est donc qu'une force, due à l'action réciproque du courant et du champ d'induction, s'exerce sur le conducteur. On l'appelle **force électromagnétique** ou **force de Laplace.**

Si l'on inverse le sens du courant dans le conducteur, ou bien si l'on retourne l'aimant de façon que le pôle Nord prenne la place du pôle Sud, le conducteur se déplace en sens inverse, vers la droite: **la force électromagnétique a changé de sens.**

Enfin, si l'on place l'aimant verticalement, afin qu'il soit parallèle au conducteur A B, **la force électromagnétique disparaît.**

De cette expérience, on conclut que:

Chaque fois qu'une portion de conducteur parcourue par un courant électrique est disposée dans un champ d'induction magnétique qui ne lui est pas parallèle, que celui-ci ait pour origine un aimant ou un autre courant, il est soumis à l'action d'une force électromagnétique dont le sens varie, avec celui du courant et du champ d'induction.

2 - Direction de la force de Laplace

La force électromagnétique est, à la fois:

a) **perpendiculaire à la direction du champ d'induction;**

b) **perpendiculaire au conducteur parcouru par le courant.**

Elle est donc **perpendiculaire au plan formé par les deux directions.**

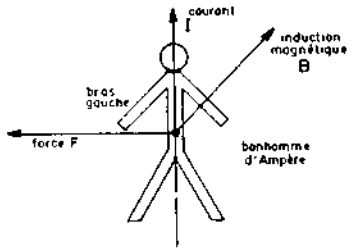


Fig. 5 - Règle du bonhomme d'ampère appliquée à la détermination du sens de la force électromagnétique.

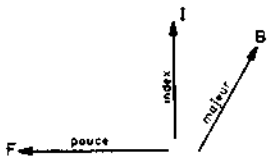


Fig. 6 - Sens de la force électromagnétique. Règle des 3 doigts de la main droite.

3 - Sens de la force

Il dépend, nous l'avons vu, du sens du courant et du sens du champ.

Il est donné par l'une des deux règles suivantes:

a - **Règle du bonhomme d'ampère (figure 5)**
C'est celle dont l'emploi est le plus pratique. Un observateur placé sur le conducteur, de façon que le courant lui entre par les pieds et lui sorte par la tête, et regardant dans la direction du champ d'induction, voit le conducteur dévier vers sa gauche.

b - **Règle des 3 doigts de la main droite (figure 6).**
L'**index** est dirigé dans le sens du courant.
Le **majeur** est dirigé dans le sens du **champ d'induction.**
Le **pouce**, replié à angle droit, donne le sens de la **force électromagnétique**.

4 - Intensité de la force électromagnétique - Loi de Laplace

Laplace a montré que la force électromagnétique qui s'exerce sur un conducteur est:

a - **proportionnelle à l'induction magnétique** (Si B double, F double aussi);

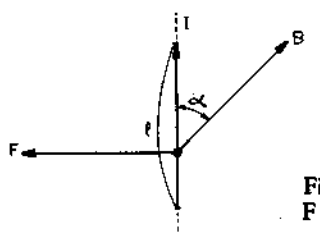


Fig. 7 - Loi de Laplace:
$F = B\,I\,l \sin \alpha$

b - **proportionnelle à l'intensité du courant** (Si I double, F double également);

c - **proportionnelle à la longueur du conducteur** disposé dans le champ (si l double, la force a une valeur double);

d - **proportionnelle au sinus de l'angle formé par la direction du champ et celle du courant;** autrement dit, elle dépend de la position du générateur de champ (aimant), par rapport à celle du conducteur (**figure 7**).
C'est la loi de Laplace, qui se traduit par la formule:

$$F = B\,I\,l \sin \alpha$$

Dans le système MKSA: F est exprimé en **newtons** (N); B en **webers par m²** (**Wb/m²**), ou **Teslas** (**T**); I en **ampères** (**A**); l, en **mètres** (**m**).

Dans le cas, le plus fréquent en pratique, où la direction du courant et celle du champ sont perpendiculaires: $\alpha = 90°$ et $\sin \varphi = 1$. On obtient, alors:

$$F = BIl$$

Il y a lieu de remarquer que les forces électromagnétiques s'exercent en réalité, sur les électrons en mouvement à l'intérieur du conducteur, mais les électrons sont liés à la matière par les forces d'attraction dues au noyau des atomes (Loi de Coulomb) et entraînent ainsi avec eux la matière. Donc, tout se passe pratiquement comme si la force électromagnétique s'exerçait sur le conducteur lui-même.

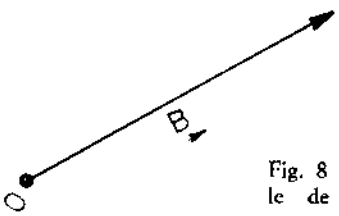


Fig. 8 - Représentation vectorielle de l'induction magnétique

Induction magnétique. Si, dans la formule ci-dessus, on fait $I = 1$ et $l = 1$, on a: $F = B$.

L'induction magnétique apparait donc comme étant la force qui s'exerce sur un conducteur de longueur égale à l'unité, lorsqu'il est parcouru par un courant d'intensité égale à l'unité.

L'induction magnétique étant une **force** se représente par un vecteur, c'est-à-dire un segment de droite orienté, dont la longueur mesure l'intensité, et dont la direction et le sens correspondent respectivement à la direction et au sens de l'induction (**figure 8**).

On peut alors définir l'unité d'induction magnétique, le Tesla, de la façon suivante.

C'est **l'induction magnétique** en un point tel qu'un élément de conducteur de **1 m de long** perpendiculaire à la direction de l'induction et parcouru par un courant de **1 ampère** soit soumis à une force de **1 newton.**

Rappelons que la définition légale du Tesla a été donnée dans notre étude sur les unités.

(suite dans le prochain Numéro)

Informations

Pour la première fois au monde, **un câble sous-marin a été équipé de transistors.** Le câble reliant Saint - Margarets Bay à la Panne (Belgique), sur une distance de quelque 88 km, a été muni de deux répéteurs transistorisés qui ont permis de porter sa capacité de 216 à 240 voies téléphoniques.

—ooo—

Des ondes émises il y a 300 millions d'années, dans une lointaine galaxie, ont permis de soulever un rideau lors de l'inauguration, sur une colline du Massachusetts, de l'antenne radio la plus sensible du monde; elle est en effet capable de repérer un objet de la taille d'une aiguille tournant à une distance de 800 km de la Terre.

Lors des cérémonies d'inauguration, l'antenne a été dirigée sur la galaxie Cygnus-A, une des plus brillantes et des plus puissantes de l'univers, que peu de télescopes optiques sont en mesure d'observer. Cygnus-A serait née de la collision de deux galaxies, à l'époque où la Terre se trouvait dans les premières phases de son développement. L'énergie radio dégagée par cette collision a mis 300 millions d'années-lumière à nous parvenir. Captée par l'antenne, elle a été traduite en bruit statique qui, diffusé lors de l'inauguration, a déclenché un relais qui a soulevé le rideau recouvrant une plaque commémorative.

—ooo—

L'Administration Postale des Nations Unies a émis le 17 mai 1965 un nouveau timbre **« Centenaire de l'Union Internationale des Télécommunications ».**

Le 17 mai 1865 l'Union Internationale de Télégraphie a été fondée à Paris par 20 Etats en adoptant la première Convention. Aujourd'hui l'Union Internationale des Télécommunications (le nom de l'organisation a été changé à la Conférence de Madrid en 1932) est une union de plus de 120 pays membres et de deux membres associés avec son siège à Genève, Suisse.

La Convention UIT définit comme « Télécommunication » « toute transmission, émission ou réception de signes, signaux, textes écrits, images et sons de toute nature par fil, radio, par système optique ou électromagnétique », en d'autres termes par télégraphe, téléphone et radio et toutes leurs applications comme le télex et la télévision.

L'UIT a un programme en trois points:

— Maintenir et développer la coopération internationale pour améliorer et rationaliser l'emploi des télécommunications.

— Promouvoir au développement et à l'opération efficace de facilités techniques afin d'améliorer les services des télécommunications, de les faire utiliser sur une plus grande échelle et de les mettre autant que possible à la disposition de tout le monde.

— Coordonner les efforts des nations pour obtenir ces résultats communs.

—ooo—

Un accord entre la Direction des Télécommunications du Mali, et la CSF prévoit la création à Bamako, dans le courant de 1965, d'une Société d'économie mixte, dénommée SOCORAM - Société de Constructions Radio-électriques du Mali, au capital de 40 000 000 de francs maliens, dont 60% par apport de la République du Mali.

Les activités de la SOCORAM porteront sur la fabrication et la vente de matériels électroniques et électromécaniques à usages domestiques et professionnels. Dans le seul domaine des récepteurs radio à transistors, un programme de production de plus de 60 000 postes a été fixé pour les trois premières années.

La SOCORAM bénéficiera, dans son exploitation, de l'assistance technique de la CSF.

—ooo—

On vient de mettre au point en Grande Bretagne un **chronomètre électronique portatif,** enregistrant en minutes et en secondes, qui peut être

L'ELECTROMAGNETISME SELON LE SYSTEME MKSA

(voir Numéro précédent)

par J. ROUSSEAU

FORCE ELECTRODYNAMIQUE

Dans le cas particulier où l'induction B est engendrée, non par un aimant, mais par un courant électrique, la force électromagnétique de Laplace, que cette induction exerce sur un conducteur parcouru par un courant, prend le nom de **force électrodynamique.**

Considérons deux conducteurs parallèles A B et C D, parcourus respectivement par les courants I_1 et I_2 (**figure 9**).

L'induction B due au conducteur A B exerce sur le conducteur C D une force qui, d'après la règle du bonhomme d'ampère, est dirigée vers A B.

De même, l'induction due au conducteur C D exerce sur le conducteur A B une force dirigée vers C D.

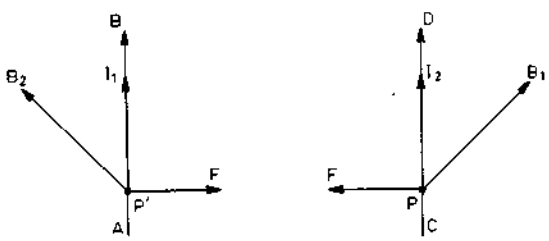


Fig. 9 - Force électrodynamique s'exerçant entre deux conducteurs parallèles parcourus respectivement par les courants I_1 et I_2. Les deux courants étant de même sens, les deux conducteurs s'attirent.

Si, maintenant, on inverse le sens du courant circulant dans le conducteur A B, par exemple, la force qui s'exerce sur le conducteur C D s'inverse, elle aussi.

a - Deux courants parallèles et de même sens s'attirent;

b - Deux courants parallèles et de sens contraires se repoussent.

Quant à l'intensité de la force électrodynamique qui s'exerce entre les deux conducteurs parallèles, nous la calculerons un peu plus loin, lorsque nous connaîtrons la valeur de l'induction magnétique d'un courant rectiligne.

Propriétés du champ d'induction magnétique

1. - Lignes d'induction - Le champ d'induction magnétique étant un **champ de vecteur**, on peut définir des lignes, identiques aux lignes de force d'un champ de force, appelées: **lignes d'induction.** Ces lignes sont matérialisées par un **spectre de limaille (figure 10).**

Si les lignes d'induction sont parallèles, on dit que le champ d'induction magnétique est **uniforme (figure 11).**

Sous l'influence du champ d'induction magnétique de l'aimant, chaque grain de limaille devient lui-même un petit aimant avec un pôle Nord et un pôle Sud.

Les grains ainsi aimantés s'accrochent les uns aux autres (un pôle Nord contre un pôle Sud) suivant des lignes géométriques qui constituent les **lignes d'induction.**

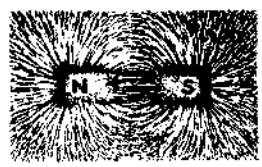


Fig. 10 - Spectre de limaille d'un barreau droit aimanté. On peut mettre en évidence les lignes d'induction d'un aimant en plaçant une plaque de verre sur l'aimant et en saupoudrant de limaille de fer. Sous l'effet du champ d'induction, cette dernière se dispose comme le montre la figure.

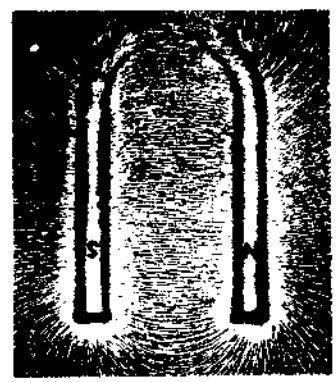


Fig. 11 - Entre les branches d'un aimant en fer à cheval, les lignes d'induction sont parallèles. On dit que le champ d'induction magnétique est uniforme.

2 - Flux d'induction magnétique

Considérons une surface quelconque S disposée dans un champ d'induction magnétique (**figure 12**).

Per définition, on appelle **flux d'induction** à travers cette surface, le produit:

$$\Phi = BS \cos \alpha$$

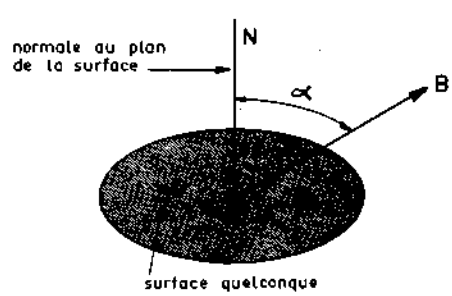


Fig. 12 - Définition du flux d'induction magnétique $\Phi = BS \cos \alpha$

α étant l'angle formé par la direction du champ d'induction avec la normale (perpendiculaire) au plan de la surface; autrement dit, le flux d'induction dépend de la position de la surface par rapport à la direction du champ d'induction.

Si la surface est normale en tous points aux lignes d'induction; autrement dit, si l'angle que forme la normale ON avec la direction du champ est nul, on a: $\cos \varphi = 1$, et

$$\Phi = BS$$

Le flux d'induction est **maximum (figure 13)**. Dans le système MKSA: Φ est exprimé en **Weber (Wb)** B en **Teslas (T)** ou **Wb/m²** et S en **mètres carrés (m²)**.

Si B = 1 Wb/m² et S = 1 m², Φ = 1 Wb

$$1\ \text{Wb} = \frac{1\ \text{Wb}}{1\ \text{m}^2} \times 1\ \text{m}^2$$

On peut donc définir le **Weber** comme étant le flux

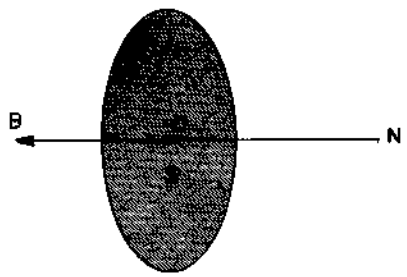


Fig. 13 - Le flux d'induction est maximal Φ BS

qui traverse une surface de 1 m² placée perpendiculairement aux lignes d'induction dans un champ uniforme d'induction 1 T (ou 1 Wb/m²).

La définition légale du weber, a été préalablement donnée dans l'étude consacrée aux unités.

Enfin, si la surface est parallèle aux lignes d'induction ou, ce qui revient ou même, si la normale à la surface forme un angle α de 90° avec la direction du champ, le flux d'induction est nul (**figure 14**).

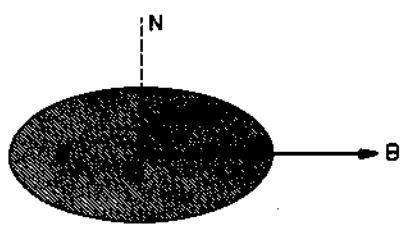


Fig. 14 - Le flux d'induction est nul Φ = o

Induction magnétique des courants électriques

Etudions maintenant la topographie des champs d'induction engendrés par différents courants et calculons la valeur de l'intensité de l'induction magnétique correspondante (ou longueur du vecteur induction).

D'une façon générale, **l'intensité de l'induction magnétique est proportionnelle à l'intensité du courant.**

Mais elle dépend également de la **forme du conducteur** qui véhicule le courant, ainsi que de ses **dimension géométriques;** ce qui s'écrit:

$$B = k\,I$$

k étant une **constante caractéristique** du conducteur.

1 - Champ d'induction magnétique d'un courant rectiligne

Les lignes d'induction du champ d'un courant circulant dans un conducteur rectiligne sont des **circonférences concentriques** de centre 0 **(figure 15)**.

a) Direction et sens du champ d'induction

Une petite aiguille aimantée, mobile (suspendue par un fil), et disposée en un point P, s'oriente dans une direction **tangente aux lignes d'inductions** donc perpendiculaire au plan de la plaque et du conducteur. C'est la direction du champ.

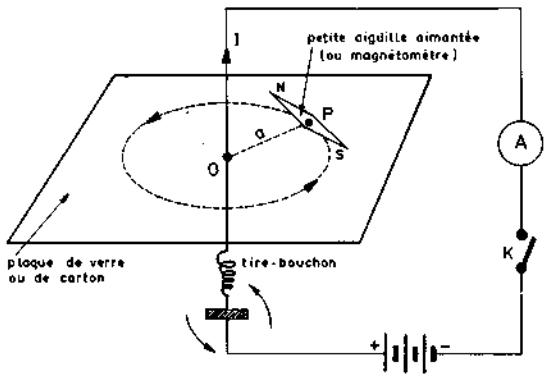


Fig. 15 - Champ d'induction magnétique d'un courant rectiligne les lignes d'induction sont circulaires.

Le sens du champ peut être déterminé au moyen de la règle du bonhomme d'Ampère.

L'observateur d'Ampère, disposé le long du conducteur, dans le sens du courant (celui-ci lui entre par les pieds et lui sort par la tête) et regardant le point P, voit le **pôle Nord de la petite boussole dévier vers sa gauche.** Les lignes d'induction tournent alors dans le sens indiqué par les flèches.

On peut encore déterminer le sens en appliquant la règle du **tire-bouchon de Maxwell.** Cette règle est la suivante:

Le sens des lignes d'induction est celui dans lequel il faut faire tourner un tire-bouchon pour qu'il s'en fonce dans le sens du courant circulant dans le conducteur rectiligne.

b. Intensité de l'induction magnétique.

L'intensité du champ d'induction, en un point P situé à une distance a du conducteur, se calcule au moyen de la formule:

$$B = \mu o.\ \frac{I}{2\pi a}$$

μo étant la **perméabilité du vide** (et, à moins de un millionième près, celle de l'air).

Dans le système MKSA $\mu o = 4\pi\ 10^{-7}$. Nous verrons pourquoi un peu plus loin.

B en **Teslas (T)**; I, en **ampères (A)** et a, en **mètres (m)**.

Ainsi, l'induction est:

- **proportionnelle à l'intensité** I du courant;
- **inversement proportionnelle à la distance** du point considéré au conducteur.

c. - Applications.

Expression de la force électrodynamique entre deux conducteurs parallèles indéfinis. (suite page 33)

L'ELECTROMAGNETISME SELON LE SYSTEME MKSA (*voir page 4*)

Considerons, de nouveau, nos deux conducteurs rectilignes parallèles séparés par une distance égale à « a » (**figure 16**).

Au point P, l'induction magnétique engendrée par le conducteur AB a pour intensité:

$$B = \mu_0 \frac{I_1}{2\pi a}$$

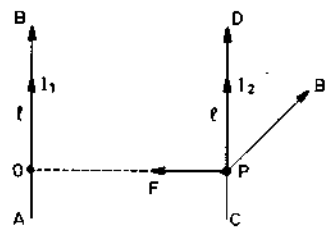


Fig. 16 - Calcul de l'intensité de la force électrodynamique:

$$F = \frac{I_1 I_2}{2\pi a}$$

L'élément de longueur l du conducteur CD est soumis à une force électromagnétique dirigée de P vers O, et d'intensité:

$$F = B I_2 l$$

Soit, en remplaçant B par sa valeur:

$$F = \mu_0 \frac{I_1 I_2 l}{2\pi a}$$

où F est exprimé en **newtons**; I_1 et I_2, en **ampères**; l et a, en **mètres**.

Valeur de la perméabilité du vide (et de l'air)

Il nous est maintenant facile de comprendre la raison pour laquelle on a pris, dans le système MKSA. $\mu_0 = 4\pi\ 10^{-7}$ comme valeur de la perméabilité du vide (et de l'air).

Cette valeur résulte tout simplement de la **définition de l'ampère**, quatrième unité fondamentale du système, choisie en étroite dépendance avec les phénomènes électromagnétiques.

En effet, la relation précédente peut se mettre sous la forme:

$$\mu_0 = \frac{2\pi a F}{I_1 I_2 l}$$

Si $I_1 = I_2 = 1$ ampère, et $l = a = 1$ mètre, on a $F = 2\ 10^{-7}$ newton (voir définition de l'ampère).

On a donc:

$$\mu_0 = \frac{2\pi \times 1 \times 2\ 10^{-7}}{1 \times 1 \times 1}$$

$$\mu_0 = 4\pi\ 10^{-7}$$

2 - Champ d'induction magnétique d'un solénoide

a. - Spectre magnetique.

Un **solénoïde** est une bobine longue par rapport à son diamètre (**rapport de 1 a 10**). La bobine, à spires circulaires, est constituée par un conducteur enroulé régulièrement en hélice sur un cylindre.

Le spectre magnétique du champ d'induction, engendré par un courant électrique circulant dans la bobine, présente 4 régions distinctes (**figure 17** et **18**).

Première région: région intérieure de la bobine.

A l'intérieur de la bobine, les lignes d'induction sont sensiblement parallèles; par conséquent, le champ d'induction y est uniforme.

Seconde région: région voisine des spires

Les lignes d'induction sont circulaires et elles entourent le conducteur.

Troisième région: région des extrémités.

A chaque extrémité de la bobine, les lignes d'induction divergent.

Quatrième région: région extérieure à la bobine.

Les lignes d'induction se referment sur elles-mêmes et le spectre est indentique à celui d'un barreau droit aimanté.

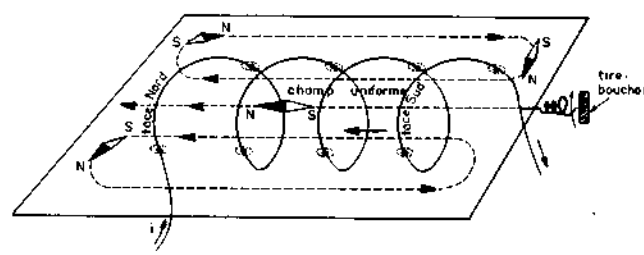


Fig. 17 - Champ d'induction magnétique d'un solénoïde.

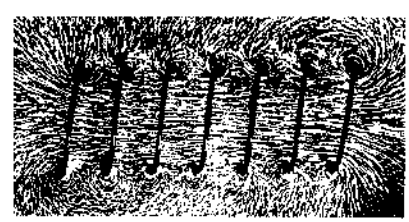


Fig. 18 - Photogrephie du spectre d'un solénoïde

Un solénoïde se comportant comme un aimant, possède, comme lui; **deux pôles:**

- le pôle Nord est celui par lequel les lignes d'induction **sortent** de la bobine
- le pôle Sud est celui par lequel elles **rentrent** dans la bobine.

b. - Direction et sens de l'induction.

A l'intérieur de la bobine, le sens des lignes d'induction est celui dans lequel s'enfonce un tire bouchon situé sur l'axe de la bobine lorsqu'on le fait tourner dans le sens du courant circulant dans une spire.

La face Nord, par où les lignes d'induction sortent de la bobine, est celle devant laquelle on voit circuler le courant **dans le sens inverse des aiguilles d'une montre.**

c. - Intensité de l'induction.

A l'intérieur de la bobine, l'intensité du champ d'induction a pour valeur:

$$B = \mu_0 \frac{NI}{l}$$

B, en **Teslas**; I, en **ampères**; l, en **mètres**.

Ainsi, l'induction magnétique à l'intérieur de la bobine est:

— **proportionnelle à l'intensité du courant;**

— **proportionnelle au nombre total de spires;**

— **inversement proportionnelle à la longueur du solénoïde.**

Pour un courant donné, l'induction sera d'autant plus grande que le nombre de spires sera plus élevé et que la bobine sera plus courte.

Si l'on pose $\frac{N}{l} = n =$ **nombre de spires par unité de longueur**, on peut encore écrire:

$$B = \mu_0 \, n \, I$$

La quantité n I est appelée : **ampères - tours spécifiques** (par unité de longueur).

Excitation magnétique (anciennement = champ magnetique).

Dans la relation:

$$B = \mu_0 \frac{NI}{l}$$

la quantité:

$$H = \frac{NI}{l}$$

représente **l'excitation magnétique**; c'est la **cause** du champ d'induction.

L'excitation magnétique est donc une **grandeur caractéristique** du **générateur d'induction** comme la force électromotrice est celle du générateur électrique.

Unité d'excitation magnétique.

Dans le système MKSA, I étant exprimé en **ampères** et l, en **mètres**, H s'exprime **en ampères-tours par mètre (At/m)**.

De même, dans la formule:

$$B = \mu_0 \frac{I}{2 \pi a},$$

la quantité $\frac{I}{2 \pi a}$ représente l'excitation magnétique H (avec N = 1).

Par conséquent, l'expression de l'intensité de l'induction magnétique dans l'air peut se mettre sous la forme:

$$B = \mu_0 H$$

Perméabilité magnétique - Perméabliité relative - Perméabilité absolue.

Que deviennent les grandeurs précédemment définies: force électromagnétique, induction magnétique (qui elle-même n'est pas autre chose, nous le savons maintenant, qu'une force), lorsque l'espace compris entre les circuits électriques est rempli, complètement ou non, par une substance magnétique ?

L'expérience prouve que toutes ces grandeurs **deviennent μ_r fois plus grandes** que dans l'air (rigoureusement: dans le vide).

Le facteur μ_r, qui caractérise la substance magnétique est appelé **perméabilité relative** (par rapport au vide — ou à l'air). La perméabilité relative étant un rapport de deux forces (force s'exerçant dans le milieu magnétique considéré force dans le vide — ou dan l'air), n'est pas douée de dimensions. C'est un **nombre pur.**

On écrira donc: $B = \mu_r \mu_0 H$

soit, en posant:

$$\mu = \mu_0 \mu_r \qquad B = \mu H$$

μ désigne la **perméabilité absolue** du milieu. C'est, contrairement à μ_r, une grandeur **douée de dimensions.** C'est la perméabilité relative qui est donnée par les courbes ou par les tables.

Informations

Système à hyperfréquences pour communiquer avec un engin spatial inhabité

Un système à hyperfréquences installé au sol, destiné à relayer les signaux qui contrôlent, guident et dirigent le vaisseau spatial inhabité de l'Administration nationale de l'aéronautique et de l'espace des Etats-Unis (NASA), joue un rôle essentiel dans le déroulement du parcours de 575 millions de kilomètres qu'effectue actuellement Mariner 4 en direction de Mars.

Construit et loué par la Western Union au Jet Propulsion Laboratory (JPL) pour assurer les communications bilatérales avec cet engin, le système à hyperfréquences, qui s'étend sur 265 kilomètres, traite les signaux de télémesure émis par Mariner 4 lequel, d'après les prévisions, doit prendre les premières photographies rapprochées de la planète Mars au milieu du mois de juillet.

Ce curieux système dont les tours sont perchées au sommet des montagnes de la Californie du sud, relie les laboratoires de Pasadena à la station de poursuite de Goldstone, située dans le désert Mojave, près de Barstow (Californie). Déjà utilisé le 24 mars pour relayer les premières images de la Lune prises en direct par Ranger 9 et les transmettre instantanément en télévision, il servira aussi pour communiquer avec les engins spatiaux inhabités lors des futurs vols en direction de la Lune, de Vénus et d'autres planètes.

Mariner 4, qui effectue actuellement son parcours de huit mois et demi en direction de Mars, est dirigé par les techniciens du JPL à Pasadena. Les signaux de commande et de contrôle, engendrés à Pasadena, sont transmis à Goldstone par l'intermédiaire du système à hyperfréquences de la Western Union; là, ils sont instantanément contrôlés, puis émis en direction de l'engin spatial au moyen de grandes antennes.

Mariner 4 « parle » avec la Terre par l'intermédiaire des grandes antennes paraboliques de Goldstone, et les signaux qu'il envoie sont transmis par le système à hyperfréquences jusqu'aux calculatrices de Pasadena. 98% de toutes ces communications proviennent du vaisseau spatial, 2% seulement étant envoyées par la Terre.

FILTRES

274

Dans les 34ème et 35ème leçons, nous avons appris la théorie du fonctionnement des filtres composés d'inductances, de capacités et de résistances. Ces filtres se divisent en trois catégories principales; les **filtres passe-bande**, qui permettent le passage d'une gamme de fréquence déterminée sans atténuation appréciable, mais qui atténuent, par contre toutes les fréquences situées en dehors de cette gamme; les **filtres passe-haut**, qui atténuent toutes les fréquences inférieures à une certaine valeur; et laissent passer les fréquences supérieures; enfin, les **filtres passe-bas**, qui atténuent les fréquences supérieures à une certaine valeur et qui laissent passer toutes les fréquences inférieures.

Le calcul de ces filtres est relativement compliqué; toutefois le tableau 69, intitulé « Calcul des filtres atténuateurs », permettra un calcul rapide, suffisamment précis, au moyen des formules figurant sous les divers schémas.

Ainsi que nous l'avons vu, les principaux types de filtres sont les filtres en « T » et les filtres en « π ». Tous les filtres représentés dans le tableau ci-contre sont du type asymétrique, ayant donc un côté à la masse. Pour les transformer en filtres symétriques, pour leur utilisation au couplage des deux grilles des lampes d'un étage amplificateur push-pull, par exemple, il suffira de diviser par deux les valeurs des éléments réactifs en série et de les répartir symétriquement des deux côtés du circuit.

Dans chaque filtre bipolaire (c'est-à-dire à deux lignes, l'une d'aller, l'autre de retour), on a toujours — en dernière analyse — deux valeurs d'impédance résultante, l'une étant celle en série dans le circuit (que nous appellerons Z_1) et l'autre en parallèle (Z_2). Quand les caractéristiques du filtre sont telles que le produit de ces deux valeurs soit indépendant de la fréquence, on a:

$$Z_1 \times Z_2 = \text{« k »}$$

La cellule de filtre est alors appelée à **k constant**, en raison du fait que « k » garde une valeur constante, indépendante de la fréquence du signal traversant la cellule. Ce type de filtre est le plus employé; toutefois quand l'atténuation désirée est plus critique, ou doit être plus importante, on peut ajouter d'autres éléments à ce circuit fondamental, c'est-à-dire d'autres inductances et capacités, soit dans la branche série, soit dans la branche en parallèle. On obtient ainsi une cellule **dérivée en m**. Ces filtres donnent une atténuation infinie pour les fréquences supérieures à la fréquence de coupure, représentée par le symbole f_c.

Le facteur **m** est fonction du rapport existant entre la fréquence de coupure (celle à partir de laquelle commence l'atténuation) et la fréquence pour laquelle l'atténuation est maximale.

En pratique, ce facteur **m** est égal à 0.6 environ. Dans ce cas, la valeur de **f** sera égale à 1,25 fois la fréquence de coupure, pour les filtres passe-bas, et à 0,8 fois la fréquence de coupure pour les filtres passe-haut.

R représente la résistance ohmique de la charge. Le symbole f_1 représente la fréquence de coupure inférieure et f_2 la fréquence de coupure supérieure. Les unités de mesure d'inductance L, de capacité C, de résistance R et de fréquence f, sont respectivement en henrys, en farads, en ohms et en hertz.

Dans les filtres comportant plusieurs inductances, on doit éviter tout couplage inductif entre les différentes bobines; pour cela, celles-ci devront être soigneusement blindées et disposées à des distances suffisantes les unes des autres.

Supposons que nous devions calculer un filtre passe-haut en « T », à « k » constant, destiné à éliminer toutes les fréquences en dessous de 1 000 Hz et de permettre le passage des fréquences supérieures, et que la résistance interne de la charge soit égale à 10 000 ohms. Nous avons donc: R = 100 000 ohms; fc = 1 000 Hz.

En consultant le tableau ci-contre, nous voyons que, pour ce type de filtre:

$$L = \frac{R}{4\pi f_c} \quad \text{et} \quad C = \frac{1}{4\pi f_c R}$$

L'indice « k » affectant les lettres L et C des formules, signifie seulement qu'il s'agit justement de filtres à « k » constant.

En substituant les valeurs connues dans les formules ci-dessous on a :

$$L = \frac{100\,000}{12\,560} \quad \text{et} \quad C = \frac{1}{1\,256\,000\,000} \quad \text{d'où:}$$

$L = 7{,}87$ henrys et $C = 0{,}000000000787$ farads $= 0{,}000787\ \mu F = 787$ pF

En nous reportant au schéma du filtre et aux symboles affectés à chaque composant, nous voyons que nous avons deux condensateurs en série, ayant chacun une capacité de $0{,}000787 \times 2 = 0{,}001574 = 1\,574$ pF; entre ces deux condensateurs et la masse est branchée une bobine sur noyau magnétique (étant donnée sa valeur élevée) ayant une inductance de 7,87 henrys.

Comme nous l'avons vu lors de l'étude des circuits d'alimentation, le courant redressé ondulé, provenant des redresseurs, doit être nivelé par des filtres. Nous avons vu, également, que ces filtres peuvent être du type RC (c'est-à-dire à résistance-capacité), ou du type LC (à inductance-capacité).

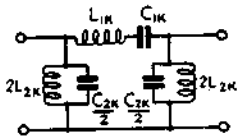
Ces filtres se subdivisent, à leur tour, en deux catégories: les filtres à **entrée capacitive**, dans lesquels la tension ondulée est appliquée directement aux bornes du premier condensateur du filtre, comme dans la **figure 1**, et les filtres à **entrée inductive** (ou **résistive**), dans lesquels la tension ondulée est appliquée au premier condensateur à travers une inductance (ou une résistance), comme sur la **figure 2**.

Nous savons, également, que le courant redressé ondulé ne peut pas être considéré comme un courant continu, car il contient des ondulations dont la fréquence est égale à celle du courant alternatif d'origine, si l'on ne redresse qu'une alternance, et égale au double de cette fréquence, si l'on redresse les deux alternances. Etant donné que la fréquence du courant alternatif est normalisée, dans toute la France, à 50 Hz, la fréquence des ondulations du courant redressé est donc respectivement de 50 ou de 100 Hz.

Pour obtenir un courant redressé sensiblement continu, nous devrons donc monter un filtre à la sortie du redresseur. Les éléments de ce filtre peuvent être cal-

TABLEAU 71 - CALCUL des FILTRES ELECTRIQUES

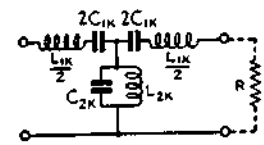
FILTRES Passe - bande



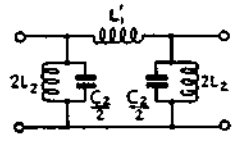
Filtre en "π" à k constant

$$L_{1K}=\frac{R}{\pi(f_2-f_1)} \quad C_{1K}=\frac{f_2-f_1}{4\pi f_1 f_2 R}$$

$$L_{2K}=\frac{(f_2-f_1)R}{4\pi f_1 f_2} \quad C_{2K}=\frac{1}{\pi(f_2-f_1)R}$$



Filtre en "T" à k constant

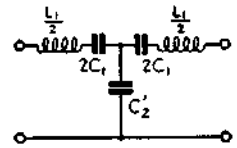


Filtre en "π" à trois éléments

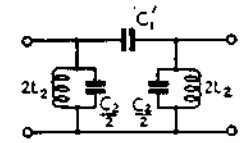
$$L_1=L_{1K} \quad L_1'=\frac{R}{\pi(f_1+f_2)}$$

$$C_1=\frac{f_2-f_1}{4\pi f_1^2 R} \quad L_2=\frac{(f_2-f_1)R}{4\pi f_1^2}$$

$$C_2=C_{2K} \quad C_2'=\frac{1}{\pi(f_1+f_2)R}$$



Filtre en "T" à trois éléments

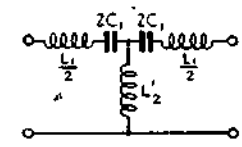


Filtre en "π" à trois éléments

$$L_1=\frac{f_1 R}{\pi f_2(f_2-f_1)} \quad C_1=C_{1K}$$

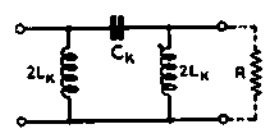
$$C_1'=\frac{f_1+f_2}{4\pi f_1 f_2 R} \quad L_2=L_{2K}$$

$$L_2'=\frac{(f_1+f_2)R}{4\pi f_1 f_2} \quad C_2=\frac{f_1}{\pi f_2(f_2-f_1)R}$$



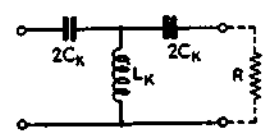
Filtre en "T" à trois éléments

FILTRES Passe - haut

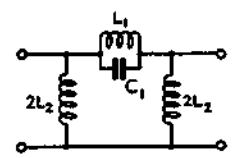


Filtre en "π" à k constant

$$L_K=\frac{R}{4\pi f_c} \quad C_K=\frac{1}{4\pi f_c R}$$



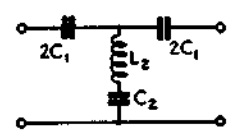
Filtre en "T" à k constant



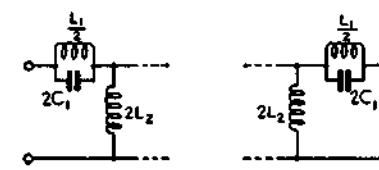
Filtre en "m" et "π"

$$L_1=\frac{4m}{1-m^2}L_K \quad C_1=\frac{C_K}{m}$$

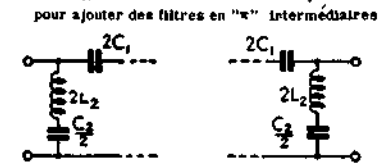
$$L_2=\frac{L_K}{m} \quad C_2=\frac{4m}{1-m^2}C_K$$



Filtre en "T" à dérivation en m



Filtre terminal en "m" et interruption pour ajouter des filtres en "π" intermédiaires

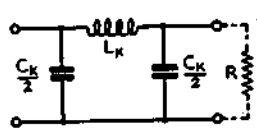


Filtre terminal à dérivation en "m" avec interruption pour ajouter des filtres en "T"

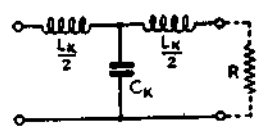
$$L_1=\frac{4m}{1-m^2}L_K \quad C_1=\frac{C_K}{m}$$

$$L_2=\frac{L_K}{m} \quad C_2=\frac{4m}{1-m^2}C_K$$

FILTRES Passe - bas

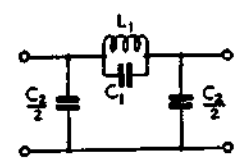


Filtre en "π" à k constant

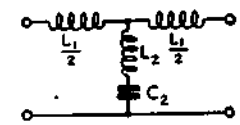


Filtre en "T" à k constant

$$L_K=\frac{R}{\pi f_c} \quad C_K=\frac{1}{\pi f_c R}$$



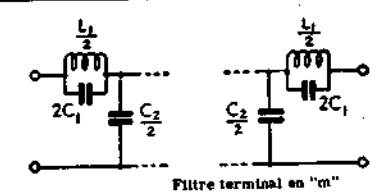
Filtre en m et "π"



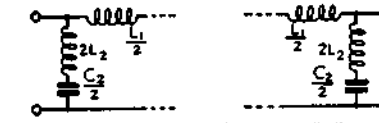
Filtre en "T" à dérivation en m

$$L_1=mL_K \quad C_1=\frac{1-m^2}{4m}C_K$$

$$L_2=\frac{1-m^2}{4m}L_K \quad C_2=mC_K$$



Filtre terminal en "m" et interruption pour ajouter des filtres en "π"



Filtre terminal à dérivation en "m" avec interruption pour ajouter des filtres en "T"

$$L_1=mL_K \quad C_1=\frac{1-m^2}{4m}C_K$$

$$L_2=\frac{1-m^2}{4m}L_K \quad C_2=mC_K$$

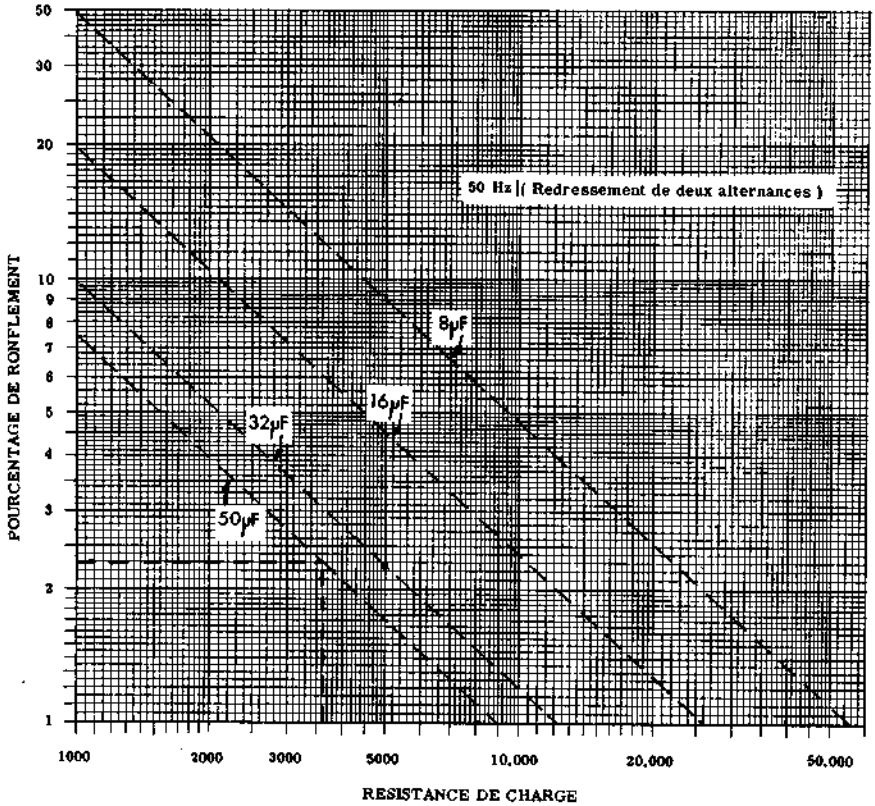


TABLEAU 72 - POURCENTAGE de RONFLEMENT RESIDUEL en FONCTION de la RESISTANCE de CHARGE, pour une FREQUENCE de 50 Hz.

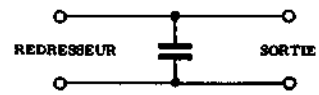


Fig. 1 - Le filtre le plus simple est constitué par un condensateur branché à la sortie du redresseur. L'exemple indiqué sur le graphique se rapporte à une résistance de charge de 3 600 ohms, un condensateur électrolytique de 50 µF, et une fréquence de 50 Hz. Avec ces valeurs le pourcentage de ronflement est de 2,3%.

culés, avec une approximation suffisante, au moyen des abaques que nous publions ici.

Considérons, avant tout, le cas le plus simple, celui d'un filtre constitué par un seul condensateur branché aux bornes de sortie du redresseur: les abaques des tableaux 72 et 73, concernent ce cas. Sur l'axe horizontal sont indiquées les valeurs possibles de la résistance interne de la charge; cette résistance se calcule facilement en divisant la tension disponible par l'intensité du courant absorbé par la charge. Sur l'axe vertical, ont été indiqués les pourcentages de ronflement résiduel obtenus par la mise en parallèle d'un condensateur de capacité déterminée.

Le premier abaque (tableau 72), concerne le cas du redressement d'une seule alternance (50 Hz); le second abaque (tableau 71) concerne le cas du redressement des deux alternances de ce même courant (la fréquence des ondulations étant, alors, de 100 Hz).

Si nous disposons d'une tension redressée ondulée de 250 volts (par exemple) à la sortie du redresseur et que nous mesurions, au moyen d'un voltmètre à courant alternatif relié par l'intermédiaire d'un condensateur au papier de forte valeur aux bornes du redresseur, la tension de ronflement résiduelle, nous lisons une tension de 2,5 volts (par exemple) ce qui signifie que la composante alternative, ou pourcentage de ronflement, est de 1%.

Pour connaître, à l'aide de l'abaque, le pourcentage de ronflement résiduel après la mise en parallèle d'un condensateur de capacité connue, il suffit de mener une perpendiculaire à partir du point de l'axe horizontal correspondant à la résistance de la charge, jusqu'à sa rencontre avec une des droites inclinées du graphique, correspondant à la capacité donnée.

De ce point d'intersection, nous tracerons une horizontale, vers la gauche, qui rencontrera l'axe vertical en un point qui indiquera le pourcentage cherché.

Comme on le voit, les droites inclinées sont au nombre de quatre, dans le premier abaque, et de trois, dans le deuxième; elles correspondent aux valeurs les plus courantes des condensateurs employés dans les filtres. Il est évident que, par le procédé classique de l'interpolation, on pourra tracer d'autres droites correspondant à d'autres valeurs de capacité.

Supposons — par exemple — que nous appliquions une tension ondulée de 300 volts aux bornes d'une charge de 10 000 ohms. Si la fréquence des ondulations est de 100 Hz, (tableau 73), le taux de la composante alternative résiduelle se réduit à 2,8%, environ, avec un condensateur de 8 microfarads. Cela veut dire que la tension redressée ondulée peut être, maintenant, considérée comme une tension continue de 300 volts, avec une composante alternative (ronflement) d'une amplitude de l'ordre de 8,6 volts. Par contre, si nous doublons la capacité de filtrage — en la portant à 16 µF — ce pourcentage se réduit à 1,4% (soit un ronflement de 4,3 volts, environ).

Pour que le taux de ronflement (qui ne peut jamais atteindre la valeur zéro) soit tolérable, c'est-à-dire pour qu'il ne provoque pas un ronflement audible à la sortie de l'appareil alimenté, il faut le réduire encore davantage, et cette réduction devra être d'autant plus élevée que l'appareil (le récepteur, par exemple) sera plus sensible et de meilleure qualité. Cette nouvelle réduction ne peut être obtenue que par l'adjonction d'autres éléments au filtre: une inductance en série, ou une autre capacité en parallèle.

Pour calculer les valeurs des composants L et C à ajouter au filtre, on peut utiliser l'abaque du tableau 74. Nous voyons, sur celui-ci, que le produit L × C est porté sur l'axe horizontal (l'inductance étant exprimée en **henrys** et la capacité en **microfarads**). Ce graphi-

TABLEAU 73 - POURCENTAGE de RONFLEMENT RESIDUEL en FONCTION de la RESISTANCE de CHARGE, pour une FREQUENCE de 100 Hz.

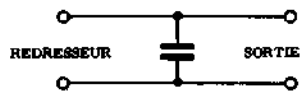
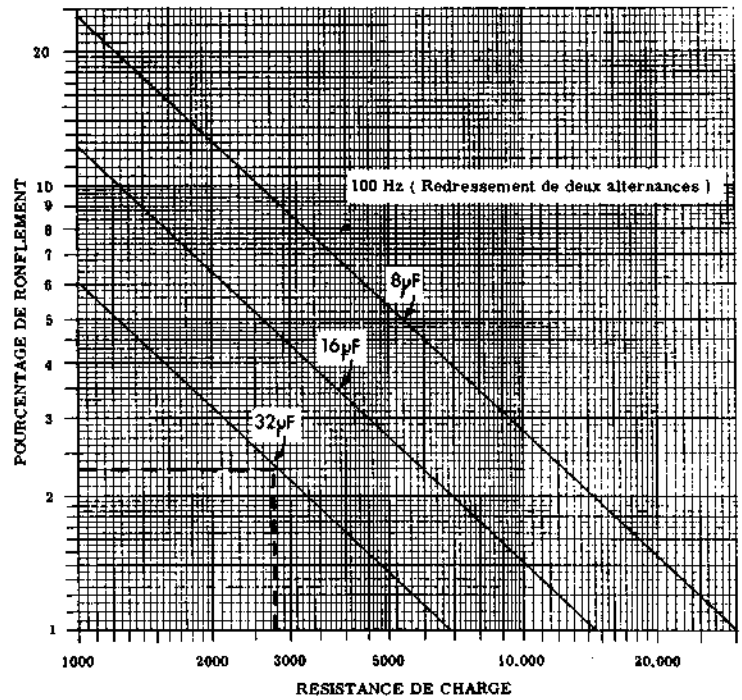


Fig. 1 bis - Si la fréquence de la composante alternative est 100 Hz, l'efficacité du condensateur mis en parallèle sur la sortie du redresseur est meilleure. Comme le montre l'exemple représenté sur le graphique, avec une résistance de charge de 2 800 ohms et une capacité de 32 µF, le taux de ronflement est de 2,3%.



que comporte deux droites de référence, l'une en traits continus concerne le redressement des deux alternances, l'autre en traits discontinus, le redressement d'une seule alternance.

En reprenant l'exemple précédent, supposons que nous désirions réduire encore le pourcentage de ronflement résiduel pour l'amener à la valeur de 0,6% (soit 1.8 volt de composante alternative pour 300 volts continus). Dans ce cas, en nous reportant au resultat obtenu précédemment avec une capacité de 8 µF, le facteur de réduction du taux de ronflement devra être de 0,6 : 2,8 = 0,214 environ. On cherchera cette valeur sur l'axe vertical du graphique et à partir de ce point, nous tracerons une horizontale vers la droite, jusqu'à son intersection avec la droite inclinée correspondant à 100 Hz. De ce point d'intersection, nous abais-

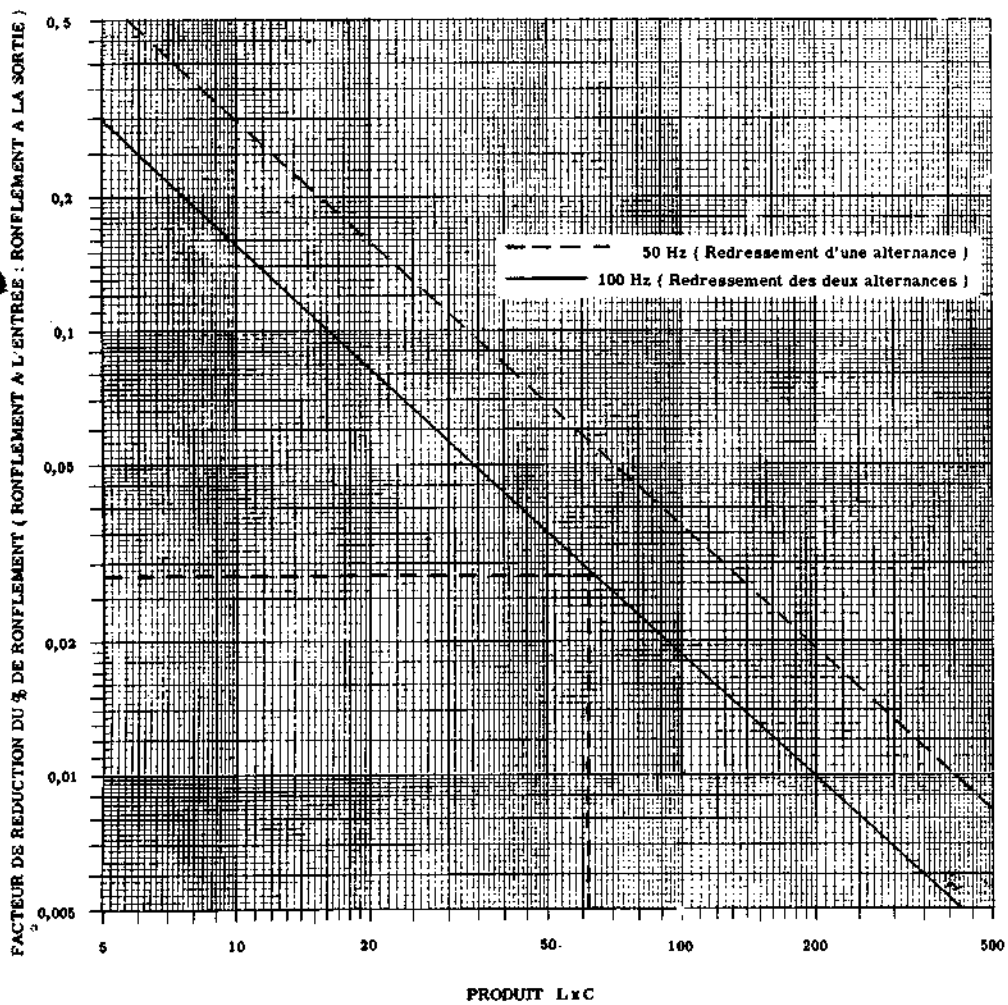


TABLEAU 74 - FACTEUR de POURCENTAGE de RONFLEMENT par CELLULE « L - C » SUPPLEMENTAIRE.

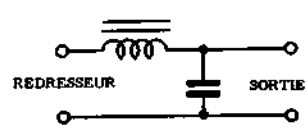


Fig. 2 - Si nous voulons améliorer le filtrage, on peut ajouter ce filtre à celui de la figure 1. Dans l'exemple du graphique (se rapportant à une fréquence de 100 Hz), il faut, pour obtenir un facteur de réduction du pourcentage de ronflement égal à 0,027, que le produit LC soit égal à 66.

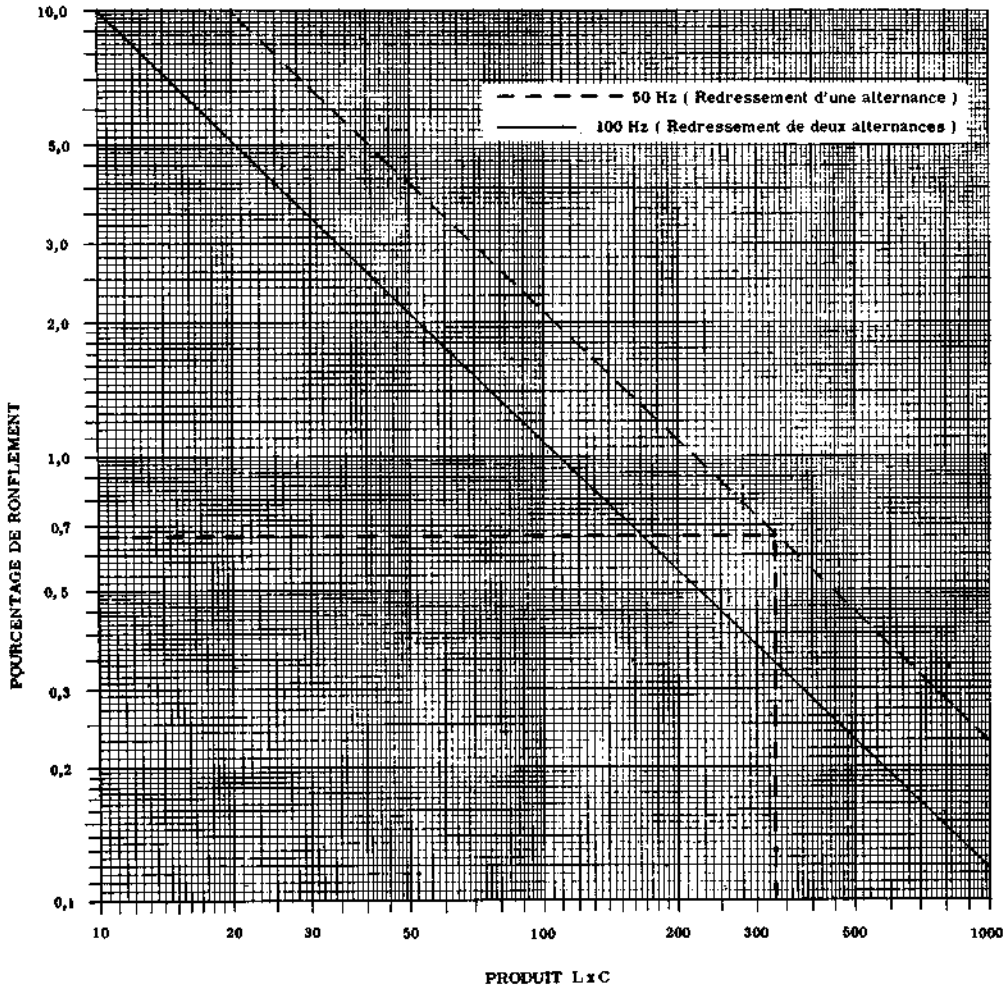


TABLEAU 75 - POURCENTAGE de RONFLEMENT RESIDUEL d'un FILTRE à ENTREE INDUCTIVE.

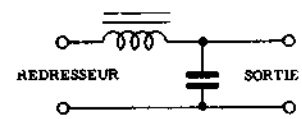


Fig. 2bis - Dans ce cas, la figure représente un filtre à entrée inductive. En conséquence, le premier condensateur (condensateur d'entrée ou de tête) est supprimé. L'exemple représenté sur le graphique se rapporte à une fréquence de 50 Hz et il montre que pour réduire le taux de ronflement à 0,65% de la tension totale, il faut adopter pour L et C des valeurs telles que leur produit soit égal à 350.

serons une perpendiculaire sur l'axe horizontal qui donnera la valeur du produit L × C = 7,2.

Pour déterminer, à partir de ce produit, l'inductance et la capacité nécessaires, on procède de la manière suivante: l'inductance nous est donnée, avec une bonne approximation, par la formule:

$$L \text{ (en henrys)} = \frac{\text{Rés.de charge (en ohms)}}{1\,000} \times \frac{120}{\text{fréquence}}$$

En conséquence:

$$L = \frac{10\,000}{1\,000} \times \frac{120}{100} = 10 \times 1{,}2 = 12 \text{ henrys}$$

Connaissant la valeur de l'inductance, il suffit de diviser le produit LC par 12 pour trouver la capacité nécessaire (en microfarads). Nous aurons donc:

$$C = 7{,}5 : 12 = 0{,}625 \ \mu F$$

Si nous le voulons, nous pouvons encore diminuer le taux de ronflement en augmentant l'inductance ou (et) la capacité, ou en ajoutant une autre cellule de filtrage LC. Ceci dépendra des exigences de l'appareil à alimenter. Comme pratiquement il n'existe pas de condensateurs ayant une capacité de 0,625 µF on pourra prendre la valeur la plus proche disponible.

Nous n'avons considéré, jusqu'ici, que les filtres à entrée capacitive. Il nous faut, maintenant, calculer un filtre à entrée inductive qui, bien qu'il ne permette de disposer que d'une tension inférieure, présente l'avantage, entre autre, de donner une tension filtrée plus stable. Pour ce faire, nous utiliserons l'abaque du tableau 75, sur lequel le produit L × C est porté sur l'axe horizontal, et le taux de ronflement obtenu, sur l'axe vertical.

Nous retrouvons, également dans ce graphique, les deux droites de référence se rapportant aux deux fréquences, 100 et 50 Hz, selon le type de redresseur employé. Connaissant le pourcentage de ronflement que nous pouvons admettre à la sortie du filtre, on cherche le point correspondant sur l'axe vertical et, suivant la méthode déjà vue plus haut, en traçant deux droites perpendiculaires entre elles à partir de la droite de référence, on trouve le produit L × C.

La valeur de L est calculée dans ce cas par:

$$L \text{ (en henrys)} = \frac{\text{Rés. de charge (en ohms)}}{500} \times \frac{120}{\text{fréquence}}$$

Supposons, par exemple, que la charge soit de 5 000 Ω et que l'on veuille obtenir un pourcentage de ronflement de 0,5%, le redressement se faisant sur une seule alternance, la valeur de LC est 370 (abaque 73).

L'inductance sera de:

$$L = (5\,000 : 500) \times (120 : 50) = 10 \times 2{,}4 = 24 \text{ henrys}$$

Et la capacité sera donc de:

$$C = 370 : 24 = 15{,}4 \ \mu F$$

Naturellement les valeurs ainsi trouvées pourront être arrondies au chiffre supérieur et, dans notre cas, nous prendrons un condensateur de 16 µF.

Si nous voulons encore améliorer le taux de ronflement, nous pourrons ajouter une autre capacité ou, mieux encore, une autre cellule de filtrage LC.

MISE AU POINT ET ALIGNEMENT DES SUPERHETERODYNES M.d.A.

Un récepteur superhétérodyne, ou à changement de fréquence, comporte au minimum six circuits accordés; quatre d'entre eux étant à accord fixe (circuits des transformateurs Moyenne Fréquence) et deux étant accordés sur des fréquences variables, suivant les émetteurs à recevoir. Les deux circuits à accord variable sont: celui d'entrée, couplé à l'antenne (accordé sur la fréquence de l'émetteur à recevoir) et celui de l'oscillateur local (accordé sur une fréquence généralement supérieure à celle de l'émetteur d'une valeur égale à la Moyenne Fréquence). Nous en avons expliqué la raison dans la leçon consacrée à l'étude théorique du changement de fréquence. De tout ce que nous avons appris jusqu'à présent, il résulte que, pour fonctionner correctement, avec une sensibilité et une sélectivité élevées, un récepteur changeur de fréquence doit être réglé de telle sorte que:

1) Les quatre circuits à Moyenne Fréquence (Fréquence Intermédiaire) (1) soient accordés sur leur fréquence nominale (comprise, en général, entre 450 et 470 kHz pour les récepteurs de Radiodiffusion).
2) La différence entre la fréquence d'accord du circuit d'entrée (antenne) et celle de l'oscillateur local soit aussi constante que possible sur toute la gamme de réception. Cette différence doit être égale à la Moyenne Fréquence.
3) Il faut, en outre, que l'oscillateur local soit accordé da manière que la fréquence reçue corresponde à celle indiquée sur le cadran du récepteur.

Ces exigences sont satisfaites par un réglage correct des divers circuits, effectués au moyen des « trimmers » et des « paddings », ainsi que des noyaux en ferrite des bobinages. Le vieillissement des composants, les variations des caractéristiques des tubes électroniques, le changement des conditions climatiques (température et humidité), ou les vibrations mécaniques, sont parmi les causes les plus fréquentes du désalignement d'un récepteur, dans le temps.

N'oublions pas, également, que de mauvais réglages effectués par des personnes inexpertes sont plus néfastes qu'utiles, car ils peuvent compromettre la sensibilité et la sélectivité du récepteur et rendre plus difficile, et plus longue, la recherche d'une panne souvent peu importante au départ.

Tout récepteur présentant une sensibilité réduite doit être révisé soigneusement; toutefois, cela ne veut pas toujours dire qu'un nouvel alignement soit nécessaire, mais il peut se révéler opportun après une réparation ayant nécessité le changement des composants, ou l'établissement de nouvelles connexions, particulièrement dans la partie Haute Fréquence. Ce nouvel alignement des circuits, opération facile pour qui est équipé convenablement, doit être conseillé; ne serait-ce qu'à titre de vérification. Normalement, on doit procéder à un alignement du récepteur quand sa stabilité et le volume sonore semblent insuffisants, si cela, bien entendu, n'est pas imputable à une panne précise, comme un tube défectueux, par exemple.

Il convient, en outre, de procéder à un réalignement quand les circuits Haute Fréquence et ceux de l'oscillateur local sont mal accordés, c'est-à-dire lorsque la fréquence indiquée sur le cadaran ne correspond pas à celle de l'émetteur reçu. Il faudra — dans ce cas — s'assurer avant tout que ce déréglage ne résulte pas tout simplement d'un déplacement mécanique de l'aiguille.

Incidemment, nous signalerons que, dans certains cas, les pannes dans les circuits HF peuvent être localisées en modifiant l'alignement du récepteur. C'est ainsi — par exemple — qu'il est plus facile de découvrir le court-circuit d'un ajustable mis en parallèle sur une bobine de faible résistance, en constatant l'absence de surtension aux bornes de ce circuit, qu'en mesurant directement sa résistance qui, étant très faible, ne peut être facilement mesurée.

On doit également procéder à un nouvel alignement lorsqu'on remplace une ou plusieurs lampes dans les étages critiques, comme l'oscillateur ou l'étage HF. En effet, la nouvelle lampe n'a pas toujours nécessairement la même capacité d'entrée que l'ancienne et le circuit peut se trouver désaccordé, ce qui réduit la sensibilité du récepteur.

Mais avant de modifier ou de refaire l'alignement d'un récepteur, il importe avant tout de se documenter le mieux possible, en étudiant attentivement le schéma et les conseils donnés par le constructeur pour le dépannage de son matériel. Dans tous les cas, on ne doit entreprendre le réalignement que lorsque toutes les pannes ont été réparées et que le récepteur est en parfait état de fonctionnement. La méthode conseillée dans cette leçon ne doit pas être considérée comme étant valable pour tous les types de récepteurs: elle doit servir simplement de guide général, en l'absence d'informations précises particulières à l'appareil examiné.

(1) Il faut utiliser le terme « fréquence intermédiaire » plutôt que « moyenne fréquence ».

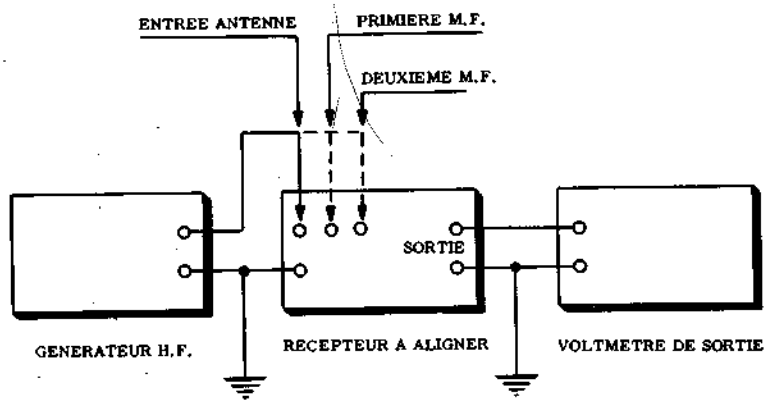


Fig. 1 - Branchement des instruments nécessaires à l'alignement d'un récepteur changeur de fréquence. Le générateur HF est relié successivement à l'entrée des deux étages amplificateurs M.F., puis à l'entrée d'antenne. Le voltmètre de sortie, qui peut être un simple contrôleur universel, est branché à la sortie du dernier étage B.F.

LES INSTRUMENTS NECESSAIRES

Pour pouvoir procéder utilement à l'alignement d'un récepteur à changement de fréquence, deux instruments sont indispensables:

a) un oscillateur modulé ou hétérodyne modulée

b) un instrument pour la mesure de la tension de sortie, ou outputmètre.

L'oscillateur modulé, dont nous avons déjà pubblié deux réalisations pratiques, est un instrument fournissant une tension à haute fréquence modulée en amplitude. Cet appareil doit pouvoir délivrer un certain nombre de fréquences connues, aussi exactement que possible, c'est-à-dire: la Moyenne Fréquence (comprise entre 450 et 470 kHz), ainsi que les fréquences 600, 900 et 1 200 kHz, correspondant respectivement aux extrémités et au centre **électrique** de la gamme des Ondes Moyennes (on appelle moyenne géométrique de deux fréquences, la racine carrée du produit de ces deux fréquences). Dans le cas — très fréquent — de récepteurs comportant également une gamme d'Ondes Courtes, on peut utiliser pour l'alignement sur cette gamme les harmoniques (fréquences multiples supérieures) des fréquences servant à l'alignement sur les Ondes Moyennes. Il existe toutefois une valeur limite au delà de laquelle ces harmoniques n'ont plus une amplitude suffisante.

Il est impossible de réaliser un alignement vraiment complet sans un générateur HF. Il est évident que les trimmers et les paddings peuvent être ajustés pour donner un signal maximum aux extrémités de la gamme, mais il n'est pas certain du tout qu'avec cette méthode empirique, l'alignement soit correct tout au long de la gamme et que la sensibilité et la sélectivité soient constantes.

L'instrument de mesure de la tension de sortie, outputmètre, peut être constitué par un simple voltmètre pour courant alternatif branché aux bornes de la bobine mobile du haut-parleur (2). Son rôle est de remplacer l'oreille humaine, moins apte que lui à déceler les faibles variations de l'intensité sonore des signaux BF recueillis à la sortie du récepteur. Cette tension alternative peut également être mesurée entre la plaque de la lampe de puissance finale et la masse.

L'oscilloscope, qui est également un instrument de mesure extrêmement utile, dont nous n'avons pas encore parlé, est indispensable pour réaliser l'alignement correct des étages MF de récepteurs ayant des bandes passantes et des courbes de réponse spéciales (récepteurs de trafic à haute sélectivité, récepteurs à modulation de fréquence,...). Cet instrument, que nous décrirons plus tard dans tous ses détails, est l'unique moyen nous permettant de « voir » les formes d'onde des signaux et les courbes de réponse des différents étages amplificateurs.

Branchement des instruments - La **figure 1** montre, très scématiquement, comment doivent être branchés les instruments nécessaires à l'alignement d'un récpteur. Le voltmètre de sortie restera relié aux bornes de la bobine mobile du haut-parleur pendant toute la durée des opérations. L'outputmètre peut également être branché aux bornes du primaire du transformateur de sortie. Dans ce cas, il faut placer en série avec l'instrument un condensateur ayant une capacité de l'ordre de 0.25 microfarad, dont le rôle est de bloquer la composante continue de la tension plaque et d'empêcher son passage dans l'instrument de mesure. Les **figures 2-A** et **2-B** montrent ces deux possiblités de branchement.

L'instrument sera placé sur la sensibilité 100 volts (s'il est branché sur le primaire du transformateur de sortie) ou 10 volts (s'il est branché sur le secondaire); ces tensions sont données à titre purement indicatif et il conviendra de rechercher la sensibilité donnant la lecture la plus facile.

En ce qui concerne le branchement de l'oscillateur modulé, il faut rappeler que le signal Haute Fréquence doit être appliqué au circuit à aligner, c'est pourquoi cet instrument sera relié en différents points du montage, au cours des opérations d'alignement.

L'amplitude du signal HF produit par l'oscillateur

(2) On remplace la bobine mobile du haut-parleur par une résistance équivalente à l'impédance de celle-ci, mesurée à 400 Hz, afin d'obtenir un réglage silencieux.

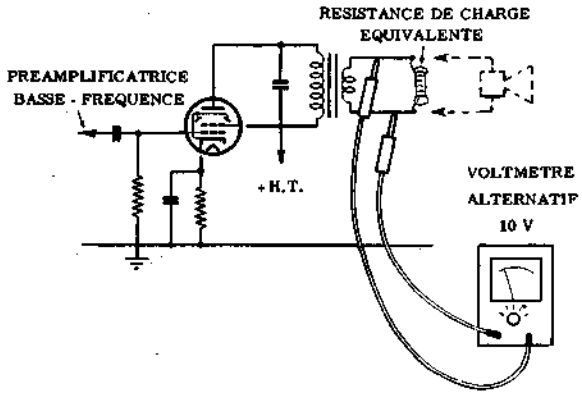


Fig. 2-A - Branchement du voltmètre de sortie sur le secondaire du transformateur du haut-parleur. Celui-ci peut être remplacé par une résistance de faible valeur (2 à 5 ohms). Le voltmètre sera commuté sur la sensibilité 10 volts.

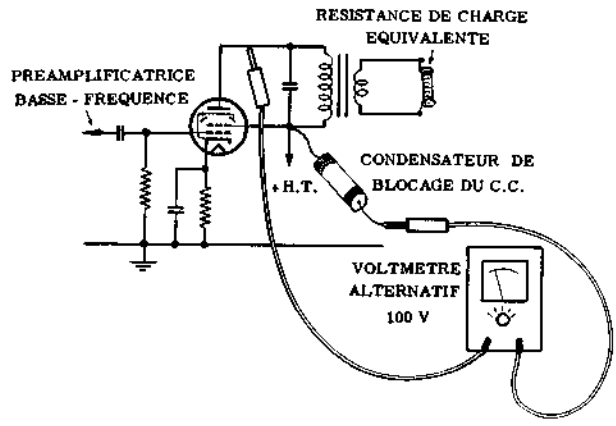


Fig. 2-B - Branchement du voltmètre de sortie aux bornes du primaire du transformateur du H-P. Dans ce cas, il sera commuté sur la sensibilité 100 volts.

devra être réglée de manière à ne pas saturer les étages auxquels il est appliqué. Ce signal devra avoir une amplitude aussi faible que possible et c'est pourquoi le potentiomètre de commande de volume sonore du récepteur devra être placé dans la position donnant la tension de sortie maximale.

Si, au cours de l'alignement, l'aiguille de l'outputmètre tend à dévier à fond d'échelle, on la ramènera au centre du cadran en réduisant **exclusivement** la tension HF délivrée par l'oscillateur, au moyen de l'atténuateur prévu à cet effet.

ALIGNEMENT des ETAGES a MOYENNE FREQUENCE

La mise au point d'un récepteur se fera en partant des étages les plus proches du détecteur et en remontant jusqu'à l'antenne. Pendant l'alignement des étages à Moyenne Fréquence, il faut bloquer l'oscillateur local, pour l'empêcher d'osciller et éviter, ainsi, la présence de signaux indésirables dûs aux battements, qui pourraient être une source d'erreurs. L'oscillateur peut être mis hors de service simplement en court-circuitant à la masse son circuit accordé (**figure 3-A**).

Le circuit de commande automatique de sensibilité, également appelé commande automatique de volume (C.A.V.) doit être rendu inactif pendant tout le temps de l'alignement du récepteur; il suffira, pour cela, de relier à la masse la connexion amenant la tension négative de polarisation aux différentes grilles. Bien entendu, cette connexion provisoire sera faite après la résistance de filtre de la C.A.V., pour éviter de dériver vers la masse le signal BF, si la tension de C.A.V. est obtenue à partir de la diode détectrice elle-même (figure 3-B).

L'alignement des étages à Moyenne Fréquence peut alors être entrepris: on commencera par accorder le **secondaire du dernier transformateur MF**, c'est-à-dire celui précédant le détecteur diode (les récepteurs à changement de fréquence du commerce ne comportent, en général, que deux transformateurs MF seulement, c'est-à-dire un seul étage amplificateur MF).

Le voltmètre de sortie, outputmètre, étant relié comme indiqué plus haut, on injecte le signal de l'oscillateur modulé comme le montre la **figure 4**. Pour cela, on dessoude la connexion reliant la grille de la lampe amplificatrice MF au premier transformateur et l'on place, entre cette grille et la masse, une résistance de 500 000 ohms; on branche alors le générateur, par l'intermédiaire d'un condensateur fixe, à la grille de cette lampe. Pendant toutes les mesures, la masse du générateur restera reliée à la masse du récepteur.

Ensuite, on placera une résistance d'amortissement (de l'ordre de 20 000 ohms) en parallèle sur le primaire du transformateur à Moyenne Fréquence en cours d'alignement (**figure 5**); cette résistance annule l'influence d'un enroulement sur l'autre.

L'alignement consiste à accorder le circuit secondaire de ce transformateur, en agissant sur les noyaux magnétiques, ou sur les condensateurs ajustables (accessibles par les ouvertures pratiquées dans le blindage), pour obtenir le signal de sortie maximal quand le générateur est accordé sur une fréquence égale à la valeur de la Moyenne Fréquence indiquée par le constructeur. Pour obtenir une lecture précise, on règle l'amplitude du signal de façon que l'aiguille du voltmètre de sortie dévie jusqu'au milieu du cadran. Il faut éviter de saturer les étages amplificateurs par un signal trop fort.

Pour procéder au règlage du **primaire du transformateur Moyenne Fréquence**, on place la résistance d'amortissement sur le secondaire et on tourne le « trimmer » ou le noyau pour obtenir la déviation maximale du voltmètre de sortie.

Le transformateur de détection étant ainsi aligné, on passe au réglage du premier transformateur MF: on rétablit la connexion reliant la grille de la lampe MF au secondaire de ce transformateur et on supprime la résistance de 500 000 Ω et le condensateur qui avaient été branchés provisoirement. Ces deux éléments sont reportés sur la grille de la lampe de l'étage précédent, (généralement l'étage convertisseur) (**figure 6**). Le générateur modulé est branché sur cette grille et l'amplitude du signal qu'il délivre est réduite pour maintenir l'aiguille du voltmètre au milieu du l'échelle de lectu-

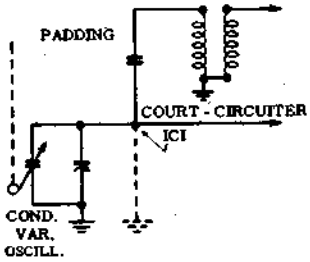


Fig. 3 A - Mise hors service momentanée de l'oscillateur local, pendant les opérations d'alignement de la M.F. Il faut créer un court - circuit provisoire au point indiqué sur le schéma.

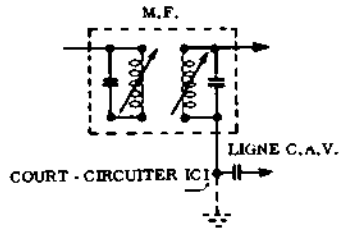


Fig. 3 B - Mise hors service momentanée de la Commande Automatique de Volume pendant l'alignement. On obtient ainsi une lecture exacte de la tension de sortie. On procède avec un court - circuit provisoire au point indiqué sur le schéma.

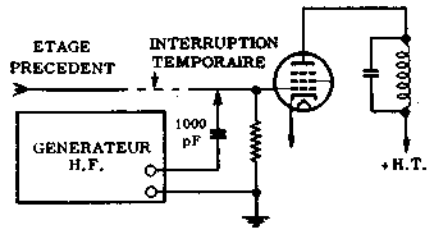


Fig. 4 - Branchement du générateur H.F. à l'entrée d'un étage M.F. Le circuit-grille est momentanément interrompu et le générateur est relié à la grille par un condensateur. Une résistance de 500 000 ohms referme le circuit-grille à la masse.

re. La résistance d'amortissement est placée d'abord sur le primaire du transformateur et l'on procède au réglage de son secondaire, en agissant sur le condensateur ajustable ou sur le noyau. On répète la même opération pour le primaire, la résistance d'amortissement étant reportée sur le secondaire.

En général, dans les transformateurs moyenne fréquence, le réglage (condensateur ajustable ou noyau) correspondant au primaire est accessible à la partie supérieure du boîtier servant de blindage, tandis que le réglage du secondaire se fait par la partie inférieure, celle à proximité du châssis.

L'alignement des circuits Moyenne Fréquence ayant été effectué suivant la méthode indiquée plus haut — opération qu'il convient de répéter deux fois, pour s'assurer que le réglage est correct — on bloque les ajustables ou les noyaux avec une goutte de paraffine, de cire ou de vernis.

COURBE DE REPONSE EN MOYENNE FREQUENCE

La méthode d'alignement décrite au paragraphe précédent est généralement suffisante, du moins en ce qui concerne les récepteurs de Radiodiffusion. Lorsqu'il s'agit de récepteurs spéciaux, récepteurs de haute qualité ou de trafic, il faut tenir compte de certaines exigences.

On pourrait croire que le réglage de la moyenne fréquence pour une tension de sortie maximale est celui qui donne la sensibilité et la sélectivité les meilleures et la reproduction la plus fidèle. En réalité, la courbe de reponse des transformateurs MF est fort différente de la courbe idéale donnant la bande passante optimale, et, en général, à une augmentation de la sensibilité et de la sélectivité correspond une diminution de la qualité de reproduction, du fait de l'atténuation des fréquences acoustiques élevées.

Pour expliquer ce phénomène, il convient de faire les observations suivantes.

Quand on module en amplitude une onde porteuse haute fréquence, de 1 000 kHz, par exemple, avec une basse fréquence de 5 kHz, on obtient une onde modulée s'étendant de 995 à 1 005 kHz (étude sur la modulation).

Pour utiliser au maximum la gamme des Ondes Moyennes, il existe un accord international assignant à chaque « canal » d'émission une bande de 9 kHz, soit 4,5 kHz de part et d'autre de la fréquence centrale.

Pour respecter ces normes, il faut donc que les signaux BF modulant la porteuse des émetteurs de Radiodiffusion n'aient pas une fréquence supérieure à 4,5 kHz (soit 4 500 Hz), car dans le cas contraire, ils empièteraient sur les canaux adjacents. Cette bande étant déjà étroite, il est pour le moins souhaitable que les fréquences transmises, c'est-à-dire celles inférieures à 4,5 kHz, soient toutes également amplifiées par le récepteur.

Il est évident que, pour obtenir la sélectivité optimale et la qualité de reproduction la meilleure, il faudrait que la courbe de réponse de l'amplificateur Moyenne Fréquence ait la forme représentée sur la **figure 7** qui est la courbe de réponse idéale (voir **65ème leçon**). Sur la figure, on a porté en abscisses la fréquence d'accord et en ordonnées la tension du signal; la fréquence centrale est de 470 kHz.

Malheureusement ces conditions idéales sont pratiquement impossibles à réaliser avec des moyens simples et elles ne peuvent être obtenues que par l'emploi de circuits spéciaux trop complexes pour être d'usage courant.

En fait, en accordant tous les circuits Moyenne Fréquence pour obtenir la tension de sortie maximale, on obtient une courbe de réponse analogue à celle représentée sur la **figure 8**. En examinant cette courbe, on peut constater que la sensibilité et la sélectivité sont bonnes, mais que les bandes latérales sont mutilées et qu'il en résulte une forte atténuation des fréquences supérieures à 2 kHz.

Par contre, en désaccordant les Moyennes Fréquences (en accordant le primaire du côté des fréquences élevées et le secondaire du côté des fréquences basses) on obtient une courbe de réponse meilleure (**figure 9**).

C'est cette solution qui est adoptée dans les récepteurs de qualité, parce que la sélectivité reste bonne

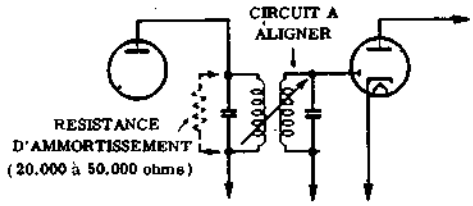


Fig. 5 - Branchement d'une résistance d'amortissement alternativement sur le primaire ou le secondaire du transformateur pendant l'alignement.

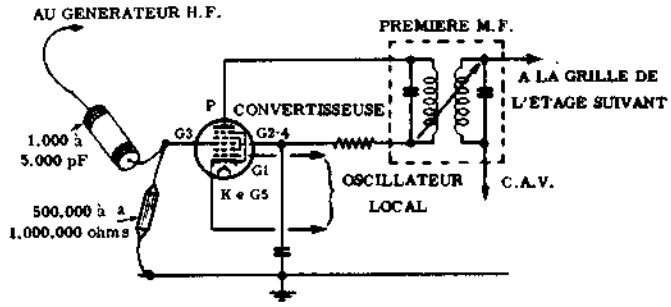


Fig. 6 - Après avoir rebranché le circuit-grille de l'étage M.F. aligné, on relie le générateur à la grille de la lampe convertisseuse à travers un condensateur et en mettant une résistance de 500 000 ohms entre grille et masse.

et la sensibilité n'est que très peu réduite.

Le technicien qui voudra recourir à une solution de ce genre devra faire très attention lors des réglages car, en désaccordant un peu trop les circuits, on risque d'avoir une courbe de réponse du genre de celle de la **figure 10**. Celle-ci, comme on le voit, n'est pas bonne, tant au point de vue sélectivité que sensibilité et fidélité de reproduction; en effet, on remarquera que non seulement les fréquences élevées, mais également les fréquences basses sont coupées.

Naturellement, les figures 8, 9 et 10 ne donnent que l'allure générale de ces trois types fondamentaux de courbes de réponse qui peuvent, pratiquement, être un peu différentes. A cet égard, la qualité des transformateurs MF (bobinages et condensateurs) joue un rôle prépondérant.

Pour aligner correctement les étages Moyenne Fréquence des récepteurs de haute qualité, il faut employer un oscilloscope permettant de voir la forme de la courbe de réponse pendant les diverses opérations.

MOYENNES FREQUENCES A CIRCUITS DECALES

Dans certains modèles de récepteurs de grande classe, on obtient une courbe de réponse se rapprochant de la courbe idéale de la figure 7 au moyen de circuits à accords décalés. Pour cela, les transformateurs MF sont accordés chacun sur une fréquence différente, à l'intérieur de la bande de 4,5 kHz, de part et d'autre de la porteuse. On obtient alors (**figure 11**) deux courbes de réponse décalées (courbes en traits discontinus) qui forment ensemble la courbe résultante (en trait plein) se rapprochant sensiblement de la courbe idéale.

Ce procédé, théoriquement simple, est assez compliqué en pratique, car la sensibilité totale du récepteur étant réduite, il faut monter un étage amplificateur MF supplémentaire.

Nous n'insisterons pas davantage sur cette question puisque la technique actuelle, du moins dans le domaine de la haute fidélité, fait de plus en plus appel à la modulation de fréquence qui permet d'obtenir, comme nous le verrons bientôt, une meilleure qualité de reproduction avec des moyens relativement simples.

ALIGNEMENT DES CIRCUITS HAUTE FREQUENCE

Nous avons vu (70ème leçon), que pour recevoir correctement les émissions de Radiodiffusion, avec un récepteur superhétérodyne ou à changement de fréquence, il faut disposer de deux circuits à accord variable, au moins. Ces circuits, qui permettent essentiellement de choisir l'émetteur désiré, sont: le circuit accordé sur la fréquence propre de l'émetteur, appelé circuit d'accord d'antenne ou circuit « d'entrée » et celui de l'oscillateur local (**figure 12**).

Nous savons que la commande unique de l'accord sur les stations n'est possible que si la différence entre la fréquence incidente (celle de l'émetteur) et la fréquence de l'oscillateur local garde une valeur constante, égale à la Moyenne Fréquence, quelle que soit la position angulaire du condensateur variable. Il est temps, maintenant, de revoir cette question en détail, étant donné son importance.

Imaginons que nous disposions de deux condensateurs variables identiques, calés sur le même axe, dont la capacité maximale soit égale à neuf fois la capacité résiduelle; cette variation de capacité, comme nous l'avons vu, nous permet de couvrir une gamme ayant un rapport de trois entre la fréquence minimale et la fréquence maximale. Supposons que la capacité résiduelle soit de 50 pF (la capacité maximale sera alors de $50 \times 9 = 450$ pF), la gamme des Ondes Moyennes, qui s'étend approximativement de 500 à 1 500 kHz, pourra être couverte, en ce qui concerne la section accord-antenne, avec une inductance de:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}$$ dans laquelle f est en Hz, C en farads et L en henrys

En remplaçant les lettres par leurs valeurs choisies dans l'exemple:

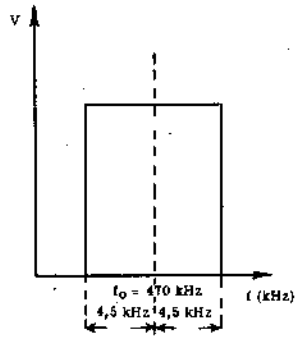


Fig. 7 - Courbe de réponse idéale d'un transformateur M.F. Comme on le voit, la réponse est linéaire dans une bande de 9 kHz.

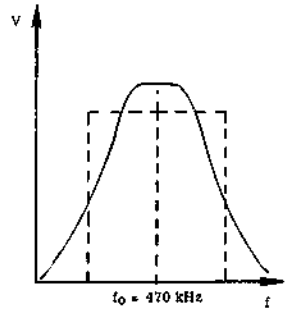


Fig. 8 - Courbe de réponse réelle d'un transformateur M.F. accordé pour une amplification maximale. Les fréquences aiguës sont largement atténuées.

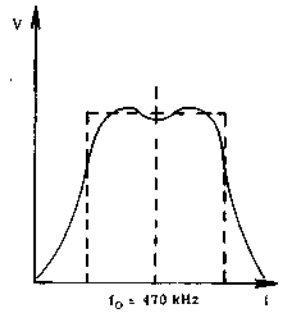


Fig. 9 - En accordant le primaire et le secondaire sur des fréquences légèrement différentes, la sélectivité et l'amplification diminuent, la fidélité augmente.

$$L = \frac{1}{4\pi^2 (500\,000)^2 \times 450 \times 10^{-12}} = 220\ \mu H \text{ environ}$$

Supposons, maintenant, que la Moyenne Fréquence soit accordée sur 500 kHz (la valeur usuelle est 455 kHz, mais nous avons choisi 500 kHz, dans cet exemple, pour simplifier les calculs), et calculons la valeur de la capacité variable au centre de la gamme, soit sur 1 000 kHz. De la formule ci-dessus on tire:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L}$$

et en substituant les valeurs aux lettres, on a:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 \times (10^6)^2 \times 220 \times 10^{-6}} = 110\ pF \text{ environ}$$

Au milieu de la gamme, la fréquence de l'oscillateur local devra être de 1 500 kHz pour pouvoir obtenir une différence 1 500 — 1 000 = 500 kHz, égale à la MF. Puisque la capacité du condensateur variable, en ce point, est de 110 pF, la bobine de l'oscillateur devra avoir une inductance de:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} = \frac{1}{4\pi^2 \times (1{,}5)^2 \times 10^{12} \times 110 \times 10^{-12}} = 100\ \mu H$$

Avec une telle inductance, les fréquences extrêmes de la gamme couverte par le circuit de l'oscillateur, calculées au moyen de la formule: $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ seraient, en remplaçant C par les valeurs connues (50 et 460 pF), respectivement 2 200 kHz et 730 kHz.

Comme on le voit, on est très loin d'avoir une différence constante entre la fréquence d'accord, et la fréquence de l'oscillateur local, tout au long de la gamme. En effet, la fréquence de ce dernier, à l'une des extrémités, est de 2 200 kHz, alors qu'elle devrait être de 2 000; tandis qu'à l'autre extrémité, elle est de 730 kHz, au lieu de 1 000 (**figure 13** - courbe 1).

Il nous faut donc procéder à une correction de la variation de la capacité du condensateur d'accord de l'oscillateur. La fréquence maximale de l'oscillateur sera ramenée à 2 000 kHz (au lieu de 2 200) en augmentant la capacité minimale du condensateur variable, plus précisemment en la portant à:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 \times 4 \times 10^{12} \times 100 \times 10^{-6}} = 60\ pF$$

De cette façon, la courbe de l'oscillateur local — courbe 2 de la figure 13 — coïncidera avec la valeur idéale (2 000 kHz) du côté des fréquences élevées. Il s'ensuivra inévitablement une diminution de la fréquence centrale et de la fréquence la plus basse; pour celle-ci, toutefois, la variation sera peu importante étant donné que la capacité maximale n'aura que très peu changé.

Pour amener l'extrémité inférieure de la gamme sur la fréquence désirée, c'est-à-dire 1 000 kHz, il faut diminuer très sensiblement la capacité maximale du condensateur variable en la ramenant à:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 \times 10^{12} \times 100 \times 10^{-16}} = 220\ pF$$

ce que l'on obtient en disposant en série avec lui un condensateur fixe de 520 pF (courbe 3 - figure 13).

Avec cette deuxième correction, on peut penser que le point central et le point extrême se sont déplacés. En fait, la capacité résiduelle, correspondant aux fréquences élevées, n'a été réduite que de 60 à 53 pF (par la mise en série du condensateur de 520 pF):

$$\frac{520 \times 60}{520 + 60} = 53\ pF \text{ environ}$$

il suffira donc de l'augmenter de 7 pF pour rétablir la valeur désirée.

Pour un alignement parfait, on doit trouver que la fréquence de l'oscillateur, diminuée de la valeur de la MF est égale à la fréquence d'accord antenne, ceci

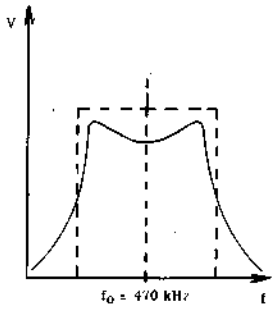


Fig. 10 - Si l'on exagère le réglage précédent, on réduit aussi bien la sélectivité que la fidélité.

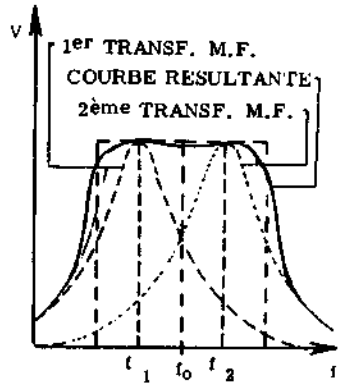


Fig. 11 - La courbe résultant de l'alignement des deux transformateurs sur des fréquences de part et d'autre de la fréquence centrale donne de meilleurs résultats.

en tous les points de la gamme. En fait, nous nous sommes contentés de faire coïncider uniquement les extrémités de la gamme, ce qui nous donne la courbe de variation 1 (**figure 14**). On obtiendra un meilleur résultat, en effectuant les réglages sur 600 et 1 200 kHz, par exemple, (au lieu de 500 et 1 500 kHz). Dans ce cas, on a la courbe 2, qui se rapproche davantage de celle du circuit d'antenne (courbe 3).

L'alignement des circuits HF consiste donc essentiellement à faire en sorte que les courbes d'accord-antenne et de l'oscillateur local se rapprochent autant que possible l'une de l'autre; dans le cas idéal, elles devraient être confondues. En pratique, il arrive souvent que le condensateur mis en série avec le condensateur variable de l'oscillateur (padding) soit un condensateur fixe; par contre, le « trimmer », mis en parallèle sur le condensateur variable est toujours ajustable. En outre, les bobines sont pourvues de noyaux en ferrite réglables permettant d'ajuster leur inductance à la valeur exacte requise. En agissant à la fois sur les trimmers et les noyaux, il est possible d'obtenir des courbes se rapprochant de celles théoriquement souhaitables.

METHODE PRATIQUE D'ALIGNEMENT

Après avoir examiné en détail les problèmes de la commande unique et les solutions apportées, il convient de décrire les opérations d'alignement des circuits HF qui doivent être éxécutées après le réglage des transformateurs MF (décrit plus haut).

On remet l'oscillateur local en état de fonctionner en enlevant le court-circuit qui avait été placé au début des opérations; puis on rétablit la connexion reliant la grille de la convertisseuse à son circuit d'accord. Le récepteur se trouve donc être replacé dans ses conditions normales de fonctionnement.

Cela fait, on branche le générateur modulé à la prise antenne du récepteur à travers une **antenne fictive** qui est constituée par une capacité et une résistance en série, placées en parallèle sur une inductance (**figure 15**). Les valeurs couramment adoptées sont les suivantes:

$C = 200$ pF; $L = 20$ µH; $R = 400$ ohms

Ce dispositif a pour fonction de simuler une antenne réelle à laquelle serait relié le récepteur; de cette façon, le signal issu de l'oscillateur HF modulé est appliqué au premier étage du récepteur dans les mêmes conditions que s'il provenait d'un émetteur éloigné. On réalise ainsi une adaptation parfaite entre l'impédance de sortie du générateur HF et celle d'entrée du récepteur, et la tension de sortie indiquée par l'atténuateur de l'instrument correspond ainsi à celle effectivement appliquée aux bornes d'entrée du récepteur, ce qui est très important lorsqu'on fait des mesures de sensibilité.

Lorsque la précision des mesures est moins rigoureuse, on peut se contenter de relier directement le générateur HF à l'entrée du récepteur par l'intermédiaire d'un simple condensateur de 200 pF, mais on devra toujours relier la masse du générateur à celle du récepteur.

Avant de procéder aux opérations d'alignement, il faudra s'assurer que, en faisant tourner le condensateur variable du minumum au maximum de capacité, l'aiguille du cadran du récepteur se deplace effectivement d'un bout à l'autre de l'échelle; dans le cas contraire, il conviendra de caler convenablement cette aiguille avant de la fixer.

Les opérations que nous venons de décrire ont un caractère général et concernent les gammes d'Ondes Moyennes comme celles d'Ondes Longues ou Courtes; elles constituent une étape préliminaire à l'alignement proprement dit que nous allons décrire, maintenant, gamme par gamme.

Ondes Moyennes — Si le récepteur comporte plusieurs gammes de réception, c'est la gamme des Ondes Moyennes que l'on doit d'abord aligner. Le sélecteur de gammes étant placé sur la position Ondes Moyennes (O.M.), on procède aux différentes opérations dans l'ordre suivant:

1) Attendre un certain temps (15 minutes ou plus) après mise en route du récepteur et du généra-

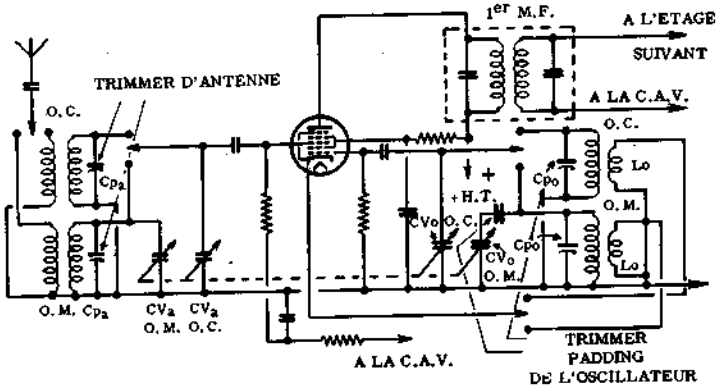


Fig. 12 - Eléments variables dans un étage changeur de fréquence. Chaque circuit accordé comporte un trimmer ajustable, les paddings et les noyaux réglables.

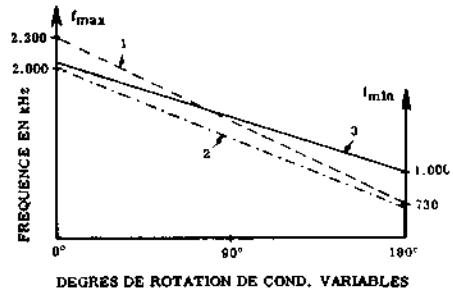


Fig. 13 - Variation de la fréquence d'accord de l'oscillateur. 1) Sans corrections; 2) Avec trimmer de 60 pF; 3) Avec padding de 220 pF. En ajoutant 7 pF en parallèle, on obtient la variation effectivement nécessaire pour l'accord exact aux deux extrémités.

teur HF pour que l'un et l'autre soient parfaitement stables.

2) S'assurer que les branchements ont été correctement exécutés.

3) Régler le générateur sur la fréquence 1 200 kHz.

4) Placer le sélecteur de « fonctions » du générateur HF sur la position « HF modulée ».

5) Régler l'accord du récepteur de manière que l'aiguille du cadran soit exactement sur le point marqué 1 200 kHz. Pour ce réglage, le voltmètre de sortie devra marquer une déviation due à la présence d'un signal BF à la sortie du récepteur.

6) Si l'on ne constate aucune déviation de l'aiguille du voltmètre, en supposant par ailleurs que tous les étages du récepteur fonctionnent correctement, on tournera le bouton d'accord du récepteur jusqu'à ce qu'elle se produise. Cet accord pourra être obtenu avec l'aiguille du cadran du récepteur sur 1 150 ou sur 1 250 kHz, ou sur toute autre fréquence assez proche de la valeur exacte.

7) Agir sur l'atténuateur du générateur HF de manière à obtenir une tension de sortie convenable (déviation de l'aiguille du voltmètre au centre du cadran). Au cours de ces opérations, on doit toujours travailler avec un signal aussi faible que possible, pour éviter de saturer les étages amplificateurs. Ce réglage de l'atténuateur sera répété très souvent, au cours de l'alignement, car la sensibilité du récepteur ira croissant au fur et à mesure du réglage des divers circuits, ce qui provoquera une augmentation toujours plus grande de la tension mesurée à la sortie du récepteur.

8) On peut alors se rendre compte comment, en tournant la vis de réglage du condensateur ajustable de l'oscillateur local avec un tournevis en matière isolante, on peut déplacer le point d'accord le long de l'échelle graduée du cadran du récepteur. Après s'être familiarisé avec ce réglage, et avoir bien compris le rôle de cet ajustable, on fera en sorte que le signal 1 200 kHz, fourni par le générateur, soit reçu lorsque l'aiguille du cadran du récepteur est exactement sur la graduation 1 200 kHz.

9) Régler ensuite le condensateur ajustable du circuit d'accord d'antenne pour obtenir la tension de sortie la plus élevée.

10) Régler, alors, le générateur sur 600 kHz et accorder le récepteur en déplaçant son aiguille sur la graduation 600 kHz. Les observations précédentes (paragraphe 6), sont également valables dans ce cas.

11) On se rend compte, alors, qu'en agissant sur le noyau de la bobine de l'oscillateur, on peut déplacer le point d'accord le long de l'échelle graduée du cadran du récepteur. Après s'être familiarisé avec ce réglage, positionner le noyau de telle sorte que le signal 600 kHz fourni par le générateur soit reçu lorsque l'aiguille du récepteur est exactement sur la graduation correspondante.

12) Régler ensuite le noyau de la bobine du circuit d'accord d'antenne pour obtenir la tension de sortie maximale.

13) Toutes les opérations, décrites ci-dessus, paragraphes 1) à 12), doivent être répétées au moins deux fois, spécialement en ce qui concerne les réglages (ajustable et noyau) du circuit d'antenne, pour s'assurer que l'alignement est correct. En effet, tandis que le circuit d'accord de l'oscillateur détermine la position des émetteurs sur le cadran, le circuit d'accord d'antenne est responsable de la sensibilité du récepteur et devra donc être accordé avec soin pour recevoir les émissions éloignées.

14) Après être certain d'avoir obtenu les réglages optimaux on bloquera les noyaux avec une goutte de cire, ou de paraffine, et les ajustables avec un vernis spécial HF.

Ondes courtes — Bien que le principe soit le même que celui des Ondes Moyennes, les opérations pratiques peuvent différer notablement suivant les cas, pour les raisons suivantes:

1 - Tandis que pour les Ondes Moyennes on pouvait fixer les deux fréquences les plus généralement admises pour les points de réglage (600 et 1 200 kHz), il n'en est pas toujours de même pour les gammes d'Ondes Courtes qui peuvent être très différentes sui-

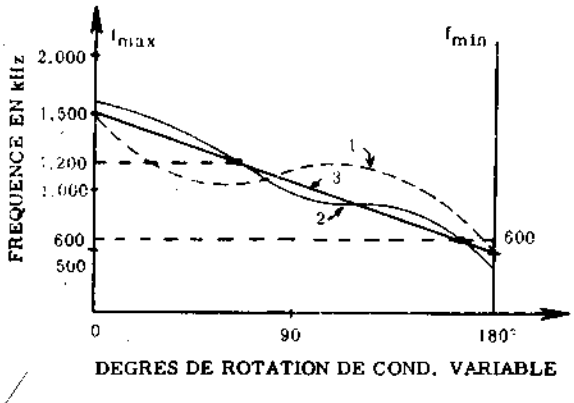


Fig. 14 - Adaptation de la courbe de variation de fréquence de l'oscillateur local à celle du circuit d'antenne. 1) Courbe donnée par l'alignement aux deux extrémités; 2) Courbe obtenue par alignement sur deux points intermédiaires (600 et 1 200 kHz); 3) Courbe d'accord du circuit d'antenne (500 - 1 500 kHz).

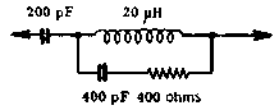


Fig. 15 - Schéma d'une antenne fictive « standard » que l'on doit insérer entre le générateur HF et l'entrée antenne du récepteur, pour éviter de charger le circuit d'entrée.

vant les constructeurs. Par exemple, les blocs d'accord du commerce comportent, en général, la gamme allant de 6 à 18 MHz (environ), mais d'autres comportent deux bandes d'Ondes Courtes et plus. On comprend qu'il est impossible de fixer les fréquences exactes des points d'alignement.

2 - Dans la plupart des blocs de bobinages, du moins dans les modèles simples, les bobinages Ondes Courtes sont pourvus de noyaux en ferrite et, dans ce cas, le point d'accord est indiqué par le constructeur.

Il arrive fréquemment, sur la gamme des Ondes Courtes, principalement aux fréquences élevées, que l'oscillateur puisse être accordé aussi bien sur une fréquence plus basse que sur une fréquence plus élevée que celle du signal reçu. On constate alors le phénomène de la fréquence image dont nous avons parlé au cours de notre leçon théorique sur les récepteurs à changement de fréquence. On se souvient que la différence entre la fréquence du signal reçu et la fréquence image est égale au double de la Moyenne Fréquence, soit 0,9 MHz environ. Cette différence étant relativement peu importante par rapport à la bande couverte (qui est de l'ordre de 12 MHz), ce phénomène revêt une importance capitale. En outre, si l'oscillateur est réglé sur une fréquence inférieure à celle du signal, alors qu'il devrait l'être sur une fréquence supérieure (suivant les indications du constructeur), le récepteur pourra être correctement aligné vers l'extrémité des fréquences les plus élevées de la gamme, mais il ne pourra pas l'être vers l'extrémité des fréquences basses. Il en résultera une non concordance entre les fréquences des signaux effectivement reçus et celles portées sur le cadran.

Pour éviter cet inconvénient, il convient de régler très soigneusement le condensateur ajustable de l'oscillateur au cours de l'alignement. On fera varier sa fréquence pour voir si l'on trouve deux positions donnant un niveau de sortie sensiblement identique. Etant donné que l'oscillateur Ondes Courtes doit être accordé sur une fréquence plus élevée que celle du signal incident, on devra régler ce circuit avec la plus faible valeur, parmi les deux possibles, de capacité du condensateur ajustable (lorsqu'il y a en un).

Dans de nombreux cas, les blocs de bobinages du commerce ne comportent pas de trimmers séparés pour la gamme des Ondes Courtes. Il convient alors de se rappeler que, lorsque les ajustables sont directement montés sur le condensateur variable, ils agissent aussi bien sur la gamme des Ondes Moyennes que sur celle des Ondes Courtes. Ils doivent, alors, être uniquement réglés sur la gamme des Ondes Moyennes et on ne doit plus y retoucher lors de l'alignement sur Ondes Courtes.

Cas particuliers — Pour l'alignement de la gamme des Ondes Moyennes, nous avons indiqué les points 600 et 1 200 kHz. Ce sont effectivement les points généralement recommandés, mais il peut arriver que certains générateurs HF d'atelier, à points fixes, ne comportent que les fréquences 550 et 1 400 kHz. Dans ce cas, on procèdera aux réglages, comme indiqué plus haut, sur ces deux nouvelles fréquences.

On peut également rencontrer des récepteurs dans lesquels la bande des Ondes Moyennes a été divisée en deux gammes. Si chacune de ces sous-gammes comporte des circuits d'accord et d'oscillateur séparés, l'alignement ne présente pas de difficultés particulières et se fera comme indiqué plus haut, sur les fréquences recommandées par le constructeur. Par contre, si les circuits des deux sous-gammes sont interdépendants, l'alignement peut présenter quelques difficultés pour le technicien débutant qui devra, alors, suivre scrupuleusement les instructions fournies par le constructeur du récepteur dans la notice ou sur le schéma accompagnant l'appareil.

Ces mêmes considérations restent valables dans le cas de récepteurs pourvus de circuits à accord par «perméabilité variable» (ou à noyaux plongeurs). Dans certains types de ces appareils, on trouve les ajustables (trimmers) et noyaux réglables habituels, et l'alignement se fait selon la méthode habituelle. Par contre, dans d'autres modèles, les noyaux de réglage font défaut et il convient, alors, de se reporter aux instructions d'alignement fournies avec le récepteur.

Leçon n° 74



CONSTRUCTION D'UN FREQUENCEMETRE A ABSORPTION (Grid dip)

Retexkit

CARACTERISTIQUES

Gammes de fréquences: 1,6 à 200 MHz en 5 bandes.
Circuit: Triode haute fréquence 6T4 ou 6AF4 montée en oscillateur Colpitts — **Indicateur:** 500 µA
Alimentation: 125/20 V-50 Hz. 5 W. avec transformateur et redresseur au silicium
Dimensions: 180 × 65 × 80 mm — **Poids:** 1 kg.

INTRODUCTION

Le fréquencemètre à absorption type MR-1 permet de localiser les oscillations parasites, de les supprimer, de déterminer la fréquence de résonance d'un circuit H.F., la valeur du coefficient de surtension Q, de régler les étages moyenne fréquence, les antennes, les circuits accordés, les filtres, d'éliminer les ondes stationnaires et de supprimer les interférences en télévision. Il permet aussi de déterminer les valeurs des condensateurs et des bobinages et d'obtenir une indication relative sur la puissance des différents étages d'un émetteur.

De ce fait, cet appareil est particulièrement utile pour le réglage et la mise au point des équipements de télévision et de radio H.F.

Sur la position « DIODO » (diode) l'appareil agit comme ondemètre à absorption pour les circuits d'une certaine puissance; en branchant un micro-écouteur, on peut déterminer la fréquence des autres circuits par le battement zéro.

Le MR-1 est très pratique. On peut le faire fonctionner avec une seule main, ce qui laisse l'autre libre pour réaliser les réglages nécessaires dans les circuits que l'on contrôle. La commande variable de sensibilité donne un réglage identique sur toute la gamme des fréquences.

Les bobines sont facilement interchangeables et le circuit d'alimentation utilisé assure un isolement total du boîtier, ce qui procure une grande sécurité d'utilisation à l'opérateur.

Une échelle centimétrique supplémentaire permet la mesure des fréquences plus basses en utilisant des bobines additionnelles. En plaçant un cristal de quartz à la place de la bobine, le MR-1 peut également être utilisé comme étalon de fréquence.

DESCRIPTION DU CIRCUIT

Le MR-1 est un générateur haute fréquence qui fonctionne dans la gamme de 1,6 à 200 MHz. Un microampèremètre placé dans le circuit de la grille du tube oscillateur indique la diminution du courant grille qui se produit chaque fois que l'oscillateur est couplé à une charge ou à un circuit résonnant. Cette diminution du courant grille est dénommée « absorption ».

La charge la plus courante qui absorbe l'énergie de l'oscillateur est un circuit résonnant accordé sur la même fréquence que l'appareil.

Le MR-1 remplit la fonction d'ondemètre, lorsque le contacteur se trouve sur la position « DIODO » (diode). Dans ce cas, le tube est utilisé en détecteur diode. La déviation de l'aiguille de l'indicateur augmente lorsque l'appareil est réglé sur la fréquence approximative de la source de signal, à condition d'avoir placé au départ la commande de sensibilité au maximum.

On peut aussi déterminer la fréquence des circuits oscillants, dans la mesure où il y a une énergie haute fréquence suffisante dans le circuit que l'on teste.

Le MR-1 peut être utilisé en oscillateur-détecteur, en branchant un micro-écouteur dans la prise corres-

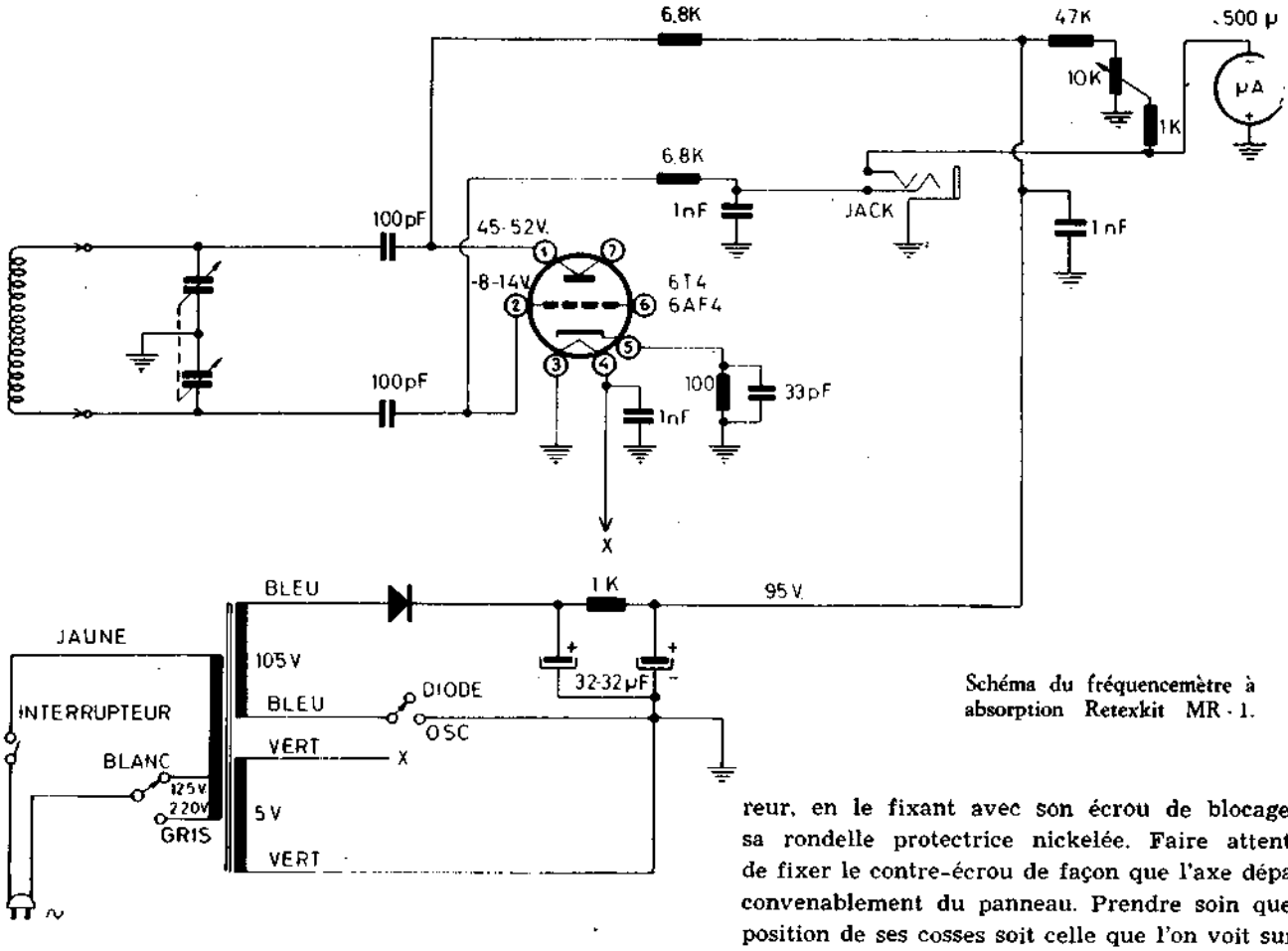


Schéma du fréquencemètre à absorption Retexkit MR - 1.

pondante et en plaçant le contacteur sur la position « OSCILADOR » (oscillateur). On peut alors déterminer la fréquence des autres signaux dont l'énergie H.F. est faible. Lorsque le MR-1 est réglé sur une fréquence voisine de celle à mesurer, on perçoit un sifflement ou un battement dans le micro-écouteur. Régler l'appareil sur la note de battement la plus grave (battement zéro), la lecture sur l'échelle correspondante donne la valeur de la fréquence du circuit oscillant. (Pour les fréquences élevées, on percevra seulement un léger « clic » dans le micro-écouteur).

RENSEIGNEMENTS sur le MONTAGE et le CABLAGE

Les composants du MR-1 ayant une valeur critique sont d'une grande précision.

Le châssis du MR-1 est recouvert et protégé par une mince couche de vernis. Pour cette raison, et afin d'assurer de bons contacts, vous devez gratter le châssis aux endroits de mise à la masse, de même que pour les cosses de masse des barrettes, particulièrement pour la mise à la masse à travers l'une des vis qui maintiennent le support de la lampe.

Se référer à la vue perspective n° 1 en faisant attention de ne pas prendre le châssis à l'envers.

( ) Monter le micro-ampèremètre M dans le panneau en employant la visserie correspondante. La placer de telle manière que la vis de mise à zéro soit près du bord inférieur du panneau. Pour plus de précision regarder la photographie de l'appareil.

( ) Placer le contre-écrou sur le potentiomètre P de 10 kΩ; puis la rondelle de blocage de 10 mm. Le monter sur le côté droit du panneau, par l'intérieur, en le fixant avec son écrou de blocage et sa rondelle protectrice nickelée. Faire attention de fixer le contre-écrou de façon que l'axe dépasse convenablement du panneau. Prendre soin que la position de ses cosses soit celle que l'on voit sur la vue perspective n° 1.

( ) Placer la rondelle de blocage de 6 mm. sur la prise de jack miniature J et la monter sur le côté gauche du panneau, par l'intérieur, en la fixant avec son écrou et après avoir placé la rondelle protectrice nickelée.

( ) Laisser, pour l'instant, le panneau de côté.

( ) Prendre le support de lampe F et retirer les pattes 6 et 7.

( ) Prendre le petit châssis K et monter le support de la lampe F exactement comme on le voit sur la vue perspective n° 1, en utilisant deux vis 80M3, des écrous et rondelles de blocage M3. Sur la vis opposée au coin du châssis, remplacer la rondelle de blocage, par la cosse H. Prendre soin que le guide du support de lampe soit dirigé vers l'angle du châssis K. Se rappeler que la cosse H doit faire un contact parfait avec la masse. Gratter le châssis avant sa mise en place et serrer convenablement la vis qui le fixe.

( ) Monter maintenant l'ensemble précédent sur le condensateur, par le côté opposé à l'axe, en utilisant deux vis à tête plate, dans la position qui est indiquée sur la vue perspective n° 1.

( ) Laisser le condensateur de côté.

( ) Prendre le grand châssis et monter le support G à l'endroit réservé à cet effet en utilisant deux vis 80M3, des rondelles de blocage et écrous M3. S'assurer que le support se monte par la face extérieure du châssis.

( ) Prendre la barrette à trois cosses A et la fixer à l'endroit correspondant en utilisant une vis 80M3,

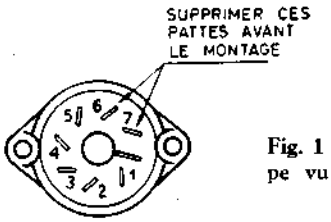


Fig. 1 - Support de lampe vu par-dessous.

une rondelle de blocage et un écrou M3.

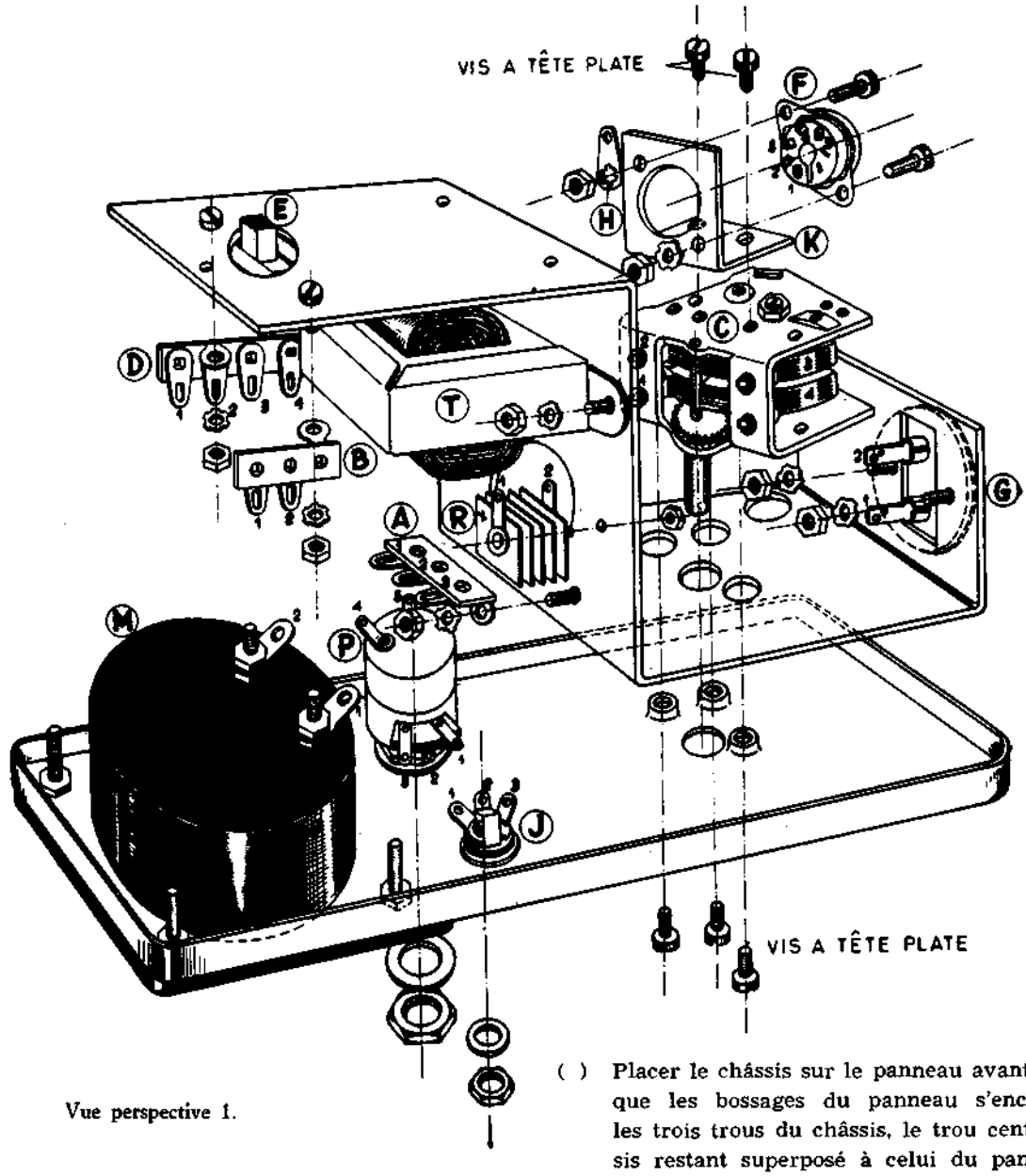
( ) Monter le redresseur au sélénium R dans la position indiquée en le fixant avec son propre écrou.

( ) ATTENTION: Ne pas monter maintenant le transformateur T si vous ne disposez pas d'un fer à souder miniature, car vous auriez ensuite des difficultés à effectuer quelques connexions.

( ) Fixer le transformateur T à l'endroit qui lui est réservé avec deux vis 80M3, des rondelles de blocage et écrous M3, en prenant soin que les fils de connexion restent du côté du potentiomètre excepté le fil gris.

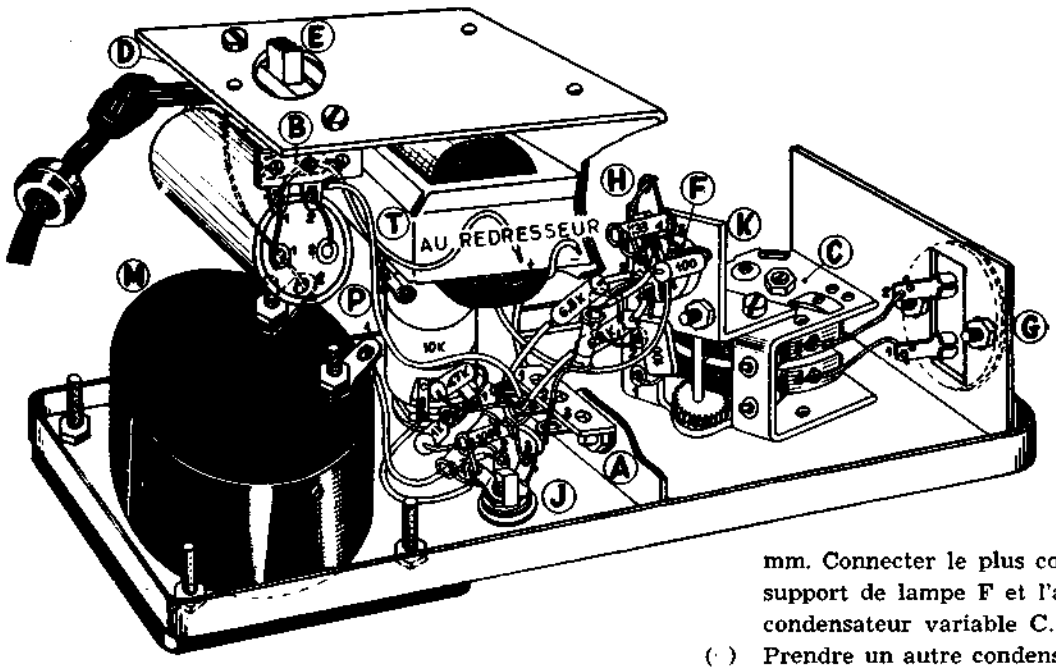
( ) Prendre le contacteur à glissière E, couper deux longueurs de fil nu de 20 mm et les connecter d'une part entre les pattes 2 et 5 et d'autre part entre les pattes 1 et 4. Souder uniquement les pattes 1 et 2. Voir la vue perspective n° 3.

( ) Placer maintenant le contacteur E en se guidant sur les vues perspectives n°1 et n° 3. (Sur la vue perspective n° 1, on a inversé l'ordre de mise en place du contacteur à glissière et des barrettes pour faciliter la vue de la position correcte de ces barrettes). Passer deux vis 80M3 dans les trous correspondants après avoir gratté la châssis vernis pour obtenir un bon contact de masse. Ensuite, et par le côté opposé du châssis, placer les deux rondelles de bakélite, les barrettes B et D, en prenant soin que la barrette à deux cosses B soit du côté du redresseur. Placer le contacteur et, finalement, fixer l'ensemble avec des rondelles de blocage et des écrous M3, en essayant que les deux barrettes restent dans la position indiquée sur les vues perspectives n° 1 et n° 3.



Vue perspective 1.

( ) Placer le châssis sur le panneau avant, de manière que les bossages du panneau s'encastrent dans les trois trous du châssis, le trou central du châssis restant superposé à celui du panneau. Placer maintenant le condensateur C de façon que son axe passe dans le trou central et que les trois trous de fixation coïncident avec les bossages du panneau. Fixer l'ensemble avec trois vis à tête plate, passées par la face extérieure du panneau, en pre-



Vue perspective 2.

nant soin que le châssis reste bien centré par rapport au panneau.

CABLAGE DU MR-1

NOTE: (NS) signifie: ne pas souder maintenant.

(S) signifie: souder. Le chiffre qui, dans certains cas, suit cette indication, indique le nombre de conducteurs à souder au même point. Cette notation vous servira de vérification et vous aidera à n'oublier aucune connexion.

( ) Se référer toujours à la vue perspective n° 2 en prenant soin de ne pas la prendre à l'envers. Nous vous rappelons une fois encore que la position exacte des composants et des conducteurs est importante pour le bon fonctionnement du fréquencemètre. Nous insistons sur le fait que les connexions doivent être les plus courtes possible, même s'il faut sacrifier l'esthétique du montage au bénéfice de cette indispensable condition technique. Si vous ne faites pas ainsi, une fois le montage achevé, vous aurez des difficultés avec l'oscillation de la gamme E.

( ) Couper 20 mm de fil et le connecter de la patte 1 (S) du support G au point 4 (S) du condensateur variable C. Ne pas chauffer les lames du condensateur à proximité du point 4. Elles pourraient se déformer. Remarquer que le point 4 n'est pas la cosse du condensateur C. Il est indispensable que la connexion s'effectue précisément au point 4; on raccourcit ainsi sa longueur.

( ) Couper 25 mm de fil nu et le connecter de la patte 2 (S) du support G au point 3 (S) du condensateur variable C. Prendre soin de ne pas chauffer les lames du condensateur en soudant le point 3 comme dans le cas précédent; elle pourraient se déformer. La recommandation précédente est aussi valable pour le point 3.

( ) Prendre soin que tous les composants qui vont être maintenant connectés au support de lampe F, restent le plus proche possible de ce dernier.

( ) Prendre un condensateur au mica de 100 pF, couper ses conducteurs respectivement à 8 mm et 12 mm. Connecter le plus court à la patte 1 (NS) du support de lampe F et l'autre à la patte 1 (S) du condensateur variable C.

( ) Prendre un autre condensateur au mica de 100 pF, couper ses conducteurs à 100 mm et le connecter de la patte 2 (NS) du support de lampe F à la patte 2 (S) du condensateur variable C.

( ) Prendre une résistance de 6 kΩ (bleu, gris, rouge) couper ses conducteurs respectivement à 27 mm et 12 mm et les gainer avec une longueur de souplisso de 1 mm. Connecter le conducteur le plus court à la patte 1 (S2) du support de lampe F et l'autre à la cosse 2 (NS) de la barrette A, en la passant par le trou du châssis.

( ) Prendre l'autre résistance de 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge), couper ses conducteurs respectivement à 27 mm et 12 mm, et les gainer avec une longueur de souplisso de 1 mm. Connecter le conducteur le plus court à la patte 2 (S2) du support de lampe F et l'autre à la cosse 1 (NS) de la barrette A, en la passant par le trou du châssis.

( ) Couper 12 mm de fil nu et le connecter de la patte 3 (NS) du support de lampe F à la cosse H (S).

( ) Prendre un condensateur céramique de 1 000 pF, couper ses conducteurs à 22 mm et gainer l'un d'eux avec du souplisso de 1 mm. Connecter celui qui est ainsi isolé à la patte 4 (NS) du support de lampe F et l'autre à la cosse 3 (S) de la barrette A, en le passant par le trou du châssis.

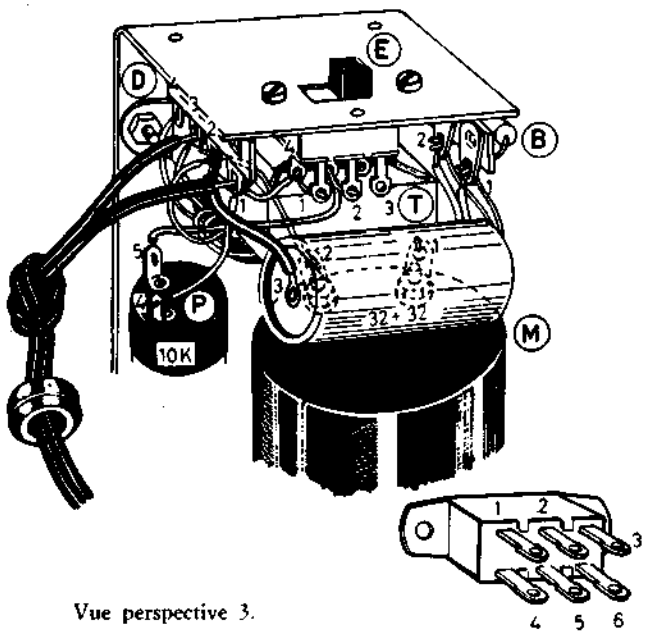
( ) Prendre une résistance de 100 ohms (marron, noir, marron) et la connecter entre les pattes 3 (NS) et 5 (NS) du support de lampe F de manière qu'elle reste la plus proche possible du support.

( ) Prendre le condensateur de 33 pF. et le connecter entre les pattes 3 (S3) et 5 (S2) du support de lampe F de façon qu'il reste le plus près possible du support.

( ) A partir de maintenant, les longueurs des conducteurs ne sont plus aussi importantes.

( ) Couper 45 mm de conducteur blanc, dénuder ses extrémités et le connecter de la cosse 1 (S2) de la barrette A à la cosse 3 (NS) du jack J.

( ) Couper 100 mm de conducteur rouge et dénuder ses extrémités. En connecter une à la cosse 2 (NS) de la barrette A et laisser l'autre extrémité libre.



Vue perspective 3.

( ) Prendre une résistance de 47 kΩ (jaune, violet, orange) et couper ses extrémités respectivement à 10 mm et 20 mm. Connecter la plus courte à la cosse 1 (S) du potentimètre P et l'autre à la cosse 2 (NS) de la barrette A.

( ) Couper 50 mm de conducteur blanc et le connecter de la cosse 3 (S) du potentiomètre P à la cosse 1 (NS) de la prise de jack J.

( ) Prendre une résistance de 1 kΩ (marron, noir, rouge) et couper ses conducteurs respectivement à 10 mm et 20mm. Connecter le plus court à la cosse 2 (S) du. potentiomètre P et l'autre à la cosse (NS) de la prise de jack.

( ) Prendre un condensateur céramique de 1 000 pF, couper ses conducteurs à 20 mm et le connecter entre la cosse 2 (S4) de la barrette A et la cosse 1 (NS) de la prise de jack J.

( ) Retirer le fil qui court-circuite les deux bornes du microampèremètre et placer une cosse dans chacune d'elles.

( ) Couper 70 mm de conducteur blanc, dénuder ses extrémités et le connecter entre la cosse 2 (S2) de la prise de jack J et la cosse 1 (S) du microampèremètre M, en faisant attention qu'il ne touche pas le transformateur. Soigner particulièrement les soudures des cosses de la prise de jack. Il est extrêmement facile de laisser tomber une goutte d'étain qui court-circuiterait les différentes parties.

( ) Prendre un condensateur de 1 000 pF, couper ses conducteurs à 15 mm et le connecter entre les cosses 1 (S3) et 3 (S2) de la prise de jack J.

( ) Connecter maintenant à la cosse 2 (NS) de la barrette B, l'extrémité libre du conducteur rouge connecté à la cosse 2 de la barrette A.

( ) Prendre la résistance de 1 kΩ (marron, noir, rouge). couper ses conducteurs à 12 mm et la connecter entre les cosses 2 (NS) et 1 (NS) de la barrette B. par son côté extérieur. Voir les vues perspectives n° 1 et n° 3.

( ) Monter maintenant le transformateur T, si cela n'a pas été fait précédemment.

( ) Connecter l'un des conducteurs bleus du transformateur, après avoir coupé le surplus, à la patte 5 (S2) du contacteur E. Voir vue perspective n° 3.

( ) Couper 30 mm de conducteur blanc, dénuder ses extrémités et le connecter de la patte 4 (S2) du conducteur E à la cosse 2 (NS) de la barrette D.

( ) Prendre un condensateur électrolytique de 2 ×32 µF.

( ) Connecter le fil de masse 3 du condensateur électrolytique à la cosse 2 (NS) de la barrette D, en le protégeant avec 200 mm de souplisso. Connecter le fil 2 à la cosse 2 (S3) de la barrette B et le fil à la cosse 1 (NS) de la barrette B. Prendre soin que la position du condensateur électrolytique soit celle indiquée sur les vues perspectives n° 2 et n° 3.

( ) Couper 110 mm de conducteur rouge, dénuder ses extrémités et le connecter de la cosse 1 (S3) de la barrette B à la cosse positive 1 (S) du redresseur R. Le redresseur R n'a pas été représenté sur la vue perspective n° 2 pour obtenir un montage plus clair des composants sur le support de lampe.

( ) Faire passer l'autre conducteur bleu du transformateur par dessous et le long du châssis. Le connecter à la cosse négative 2 (S) du redresseur R, après avoir coupé le surplus.

( ) Connecter l'un des conducteurs verts du transformateur à la cosse 2 (NS) de la barrette D après avoir coupé la longueur superflue.

( ) Connecter l'autre conducteur vert du transformateur à la patte 4 (S2) du support de lampe F après l'avoir fait passer par le trou du châssis et avoir coupé la longueur superflue. Faire attention qu'il ne touche pas, comme on peut le voir sur la vue perspective n° 2, les composants critiques du circuit.

( ) Connecter le conducteur blanc du transformateur à la cosse 3 (NS), de la barrette D, après avoir coupé la longueur superflue.

( ) Connecter l'autre conducteur jaune du transformateur à la cosse 5 (S) du potentiomètre P.

( ) Couper 80 mm de conducteur jaune, dénuder ses extrémités et le connecter de la cosse 4 (S) du potentiomètre P à la cosse 1 (NS) de la barrette D. Voir position exacte sur vue perspective n° 3.

( ) Couper 30 mm de fil nu et le connecter de la cosse 2 (S) du microampèremètre M à la cosse 2 (S4) de la barrette D.

( ) Prendre le cordon d'alimentation, séparer ses deux conducteurs sur 30 mm et dénuder leurs extrémités.

( ) Le faire passer dans le passe-fil en caoutchouc. Faire ensuite un noeud à 70 mm des extrémités, pour que les tractions que l'on fait subir au cordon d'alimentation lorsqu'on utilise le fréquencemètre, ne détériorent pas les soudures. Connecter une extrémité du cordon à la cosse 3 (S2) de la même barrette SI L'APPAREIL DOIT ETRE ALIMENTE EN 125 V. OU LA COSSE 4 (S2) SI L'APPAREIL DOIT FONCTIONNER EN 220 V. Il est évident que la cosse de la barrette D non utilisée restera avec (S1) et on doit maintenant faire la soudure correspondante. Voir la vue perspective n° 3.

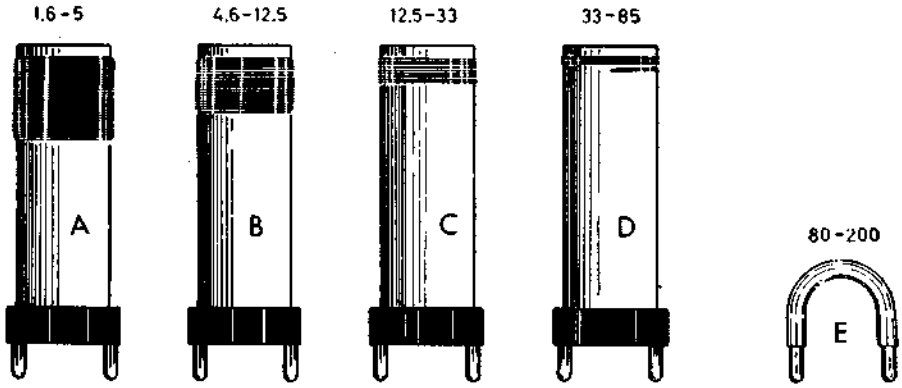


Fig. 3 - Identification des bobines.

( ) Placer la lampe sur le support de lampe.
( ) Passer le cordon d'alimentation à travers le coffret et l'ajuster au panneau avant de manière que le grand trou du coffret coïncide avec le support G.
( ) Placer le passe-fils avec le cordon d'alimentation dans l'encoche ouverte dans le coffret.
( ) Placer les quatre pieds de caoutchouc dans les trous de plaque arrière, comme on peut le voir sur la figure n° 2.
( ) Ajuster la plaque dans le coffret de façon que ses trous coïncident avec ceux du châssis et la fixer avec trois vis parker. Prendre soin que dans cette opération, le tournevis ne glisse pas. Il est difficile de visser, pour la première fois, une vis parker et on pourrait de ce fait, rayer la peinture. Pour plus de sécurité, il faut préalablement tarauder, les trous du châssis, en utilisant les vis mises à votre disposition.
( ) Enfiler le bouton sur l'axe du potentiomètre et le fixer avec sa vis en faisant attention de laisser suffisament d'espace pour qu'il ne raye pas le panneau en tournant. Votre MR-1 est maintenant prêt a être réglé.

REGLAGE DE L'APPAREIL

( ) Placer la bobine C (12,5 à 33 MHz) sur le support G.
( ) Placer le contacteur sur la position « OSCILATOR » (oscillateur).
( ) Brancher l'appareil sur le secteur et tourner le contrôle de sensibilité au maximum, vers la droite.
( ) Attendre que l'aiguille du micro-ampèremètre dévie jusqu'au bout de l'échelle, puis tourner le contrôle de sensibilité vers la gauche pour que l'aiguille dévie à la moitié de l'échelle.
( ) Si vous disposez d'un récepteur bien réglé, sélectionnez une fréquence comprise entre 12,5 et 33 MHz, de préférence 15, 20 ou 25 MHz, parce que c'est à ces fréquences qu'émet la station WWV du « National Bureau of Standards » de Washington, qui vous servira de référence.
( ) Tourner l'axe du condensateur du MR-1 vers la droite, puis vers la gauche jusqu'à ce que vous entendiez le signal de l'appareil de mesure dans votre récepteur (on obtiendra le battement zéro, si on dispose d'un oscillateur télégraphique).
( ) Si vous disposez d'un bon générateur HF, réglez. par exemple, sur 20 MHz et couplez sa sortie à la bobine du MR-1. Placez le contacteur dans la position « Diodo » (diode) et tournez l'axe du condensateur à droite et à gauche jusqu'à ce que vous obteniez une déviation maximum de l'aiguille du galvanomètre.
( ) Placer la rondelle protectrice de feutre sur l'axe et ensuite le bouton - alidade, en le fixant de façon à ce qu'il indique la même fréquence que votre récepteur ou que votre générateur HF. Si vous avez construit le MR-1 en suivant fidèlement les instructions, en faisant des soudures propres et en coupant les longeurs superflues de fil, le fréquencemètre sera réglé dans toutes les gammes. Tenez compte que le MR-1 n'est pas un étalon de fréquences, et que par conséquent les indications de l'alidade ont une précision variable suivant sa position. Vous devez toujours, pour les mesures de précision, régler la fréquence du signal avec un bon générateur HF ou un bon récepteur pendant les mesures. Ceci est particulièrement vrai dans la gamme 85-200 MHz, où une variation, si petite soit-elle, dans la position des composants critiques, modifie le réglage.

EMPLOI ET APPLICATIONS DU MR-1

L'emploi le plus fréquent du MR-1 est le couplage au circuit que l'on désire vérifier. Ce couplage peut être inductif ou capacitif.

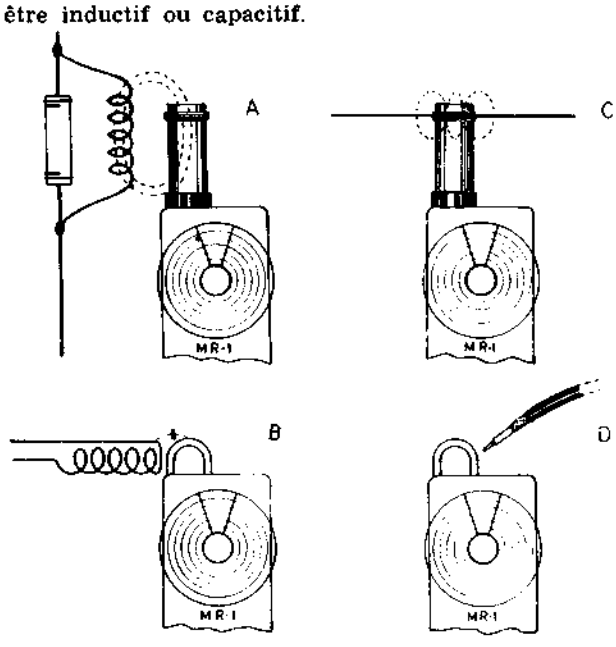


Figure 4 - A: couplage inductif à une bobine. B: couplage capacitif à une bobine. C: couplage inductif à un conducteur. D: couplage capacitif à un câble coaxial.

Quoique le couplage inductif soit le plus convenable, dans certains cas il est nécessaire d'utiliser le couplage capacitif. C'est ainsi qu'il faut opérer dans le cas de lignes coaxiales où l'existance du blindage complique l'opération.

Pour obtenir une lecture exacte, il convient que le couplage du MR-1 soit le plus lâche possible (séparer largement les deux unités).

Le coefficient de surtension « Q » d'un circuit peut être rapidement déterminé en observant la netteté avec laquelle on obtient la déviation minimum sur le galvanomètre. Quand cette déviation minimum est difficile à déterminer, cela correspond toujours à un « Q » faible.

La réalisation de différents circuits accordés et la détermination de leur fréquence de résonance familiarisent l'utilisateur avec le MR-1. Si on fait tourner le cadran de commande gradué en fréquence, la déviation de l'aiguille du galvanomètre varie également. Si l'on place la commande de sensibilité de façon que l'aiguille se trouve au milieu de l'échelle du galvanomètre, le cadran gradué en fréquence se trouvant approximativement au milieu de la bande, le réglage de sensibilité précédent sera probablement suffisant pour obtenir une déviation correcte de l'aiguille à une fréquence comprise dans la bande.

DETERMINATION DE LA VALEUR D'UN CONDENSATEUR

Les valeurs des condensateurs comprises entre 70 et 2 000 pF peuvent également se mesurer avec le MR-1. Le condensateur à mesurer doit être branché en parallèle sur la bobine C, formant ainsi un circuit résonant

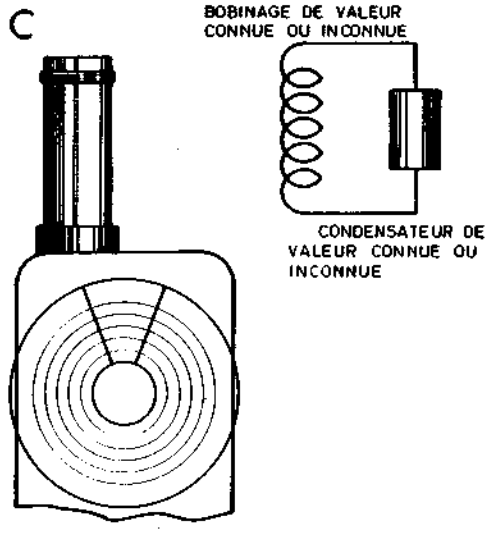


Figure 5 - Détermination d'une capacité ou d'une inductance de valeur inconnue.

Selon la valeur présumée du condensateur à mesurer, on devra brancher soit la bobine A, soit la bobine B sur le MR-1. Pour cela utilisez le graphique de la fig. 7.

Placer le contacteur sur la position « OSCILATOR » (oscillateur). Approcher la bobine placée en parallèle sur le condensateur à mesurer de la bobine de l'ondemètre MR-1. Rechercher un premier minimum approximatif en agissant sur le cadran de commande de fréquence. Réduire alors le couplage (éloigner la bobine) de façon que le minimum apparaisse très nettement lorsque l'on fait varier légèrement le cadran de fréquence. Noter la fréquence pour laquelle se produit le minimum et la reporter sur le graphique, ce qui permet d'obtenir la valeur du condensateur.

L'observation du graphique montre qu'il n'est pas possible de trouver les valeurs des capacités inférieures à 65 pF. Pour mesurer de telles capacités, il faut utiliser un condensateur d'environ 100 pF (mesuré préalablement avec l'appareil) et le brancher en parallèle sur le condensateur à mesurer; ensuite, il faut effectuer la mesure comme indiqué précédemment. La valeur du condensateur à mesurer sera égale à la différence entre la capacité totale du circuit et la valeur connue du condensateur additionnel.

La mesure des capacités selon notre méthode fait intervenir différents facteurs d'erreur, produits par: la capacité répartie de la bobine, la capacité produite par les objets métalliques environants, l'erreur sur la fréquence de résonance due à l'inductance du condensateur. Cependant, ces erreurs sont souvent négligeables.

MESURE DE L'INDUCTANCE D'UN BOBINAGE H.F.

Les inductances peuvent être facilement déterminées au moyen du MR-1, et d'un condensateur de valeur connue.

Utiliser un condensateur d'environ 100 pF, à faible tolérance, dont la valeur sera déterminée par la méthode précédemment indiquée. Brancher ce condensateur en parallèle sur le bobinage et déterminer sa fréquence de résonance. Avec cette valeur de fréquence et la valeur du condensateur utilisé, on obtient l'inductance du bobinage en appliquant la relation:

$$Lx = \frac{1}{39{,}48\ f^2\ C}$$

L'inductance peut également être déterminée en utilisant les tables de réactance. Comme nous l'avons vu, quelques erreurs (presque toujours négligeables) modifient légèrement le résultat.

CALCUL DU « Q » (coefficient de surtension) D'UN CIRCUIT ACCORDE

Le « Q » d'un circuit accordé peut être déterminé en utilisant le MR-1 et un voltmètre à lampe.

Brancher le voltmètre au circuit accordé comme il est indiqué sur la figure 6. Coupler le MR-1 au circuit et régler la fréquence jusqu'au moment où l'on obtient la déviation maximum de l'aiguille du voltmètre. Faire varier le couplage optimum de façon à obtenir une lecture correcte. Lorsque le couplage optimum est obtenu, prendre soin de ne pas le modifier durant la mesure.

Noter la fréquence indiquée sur le MR-1 (Fc).

Faire varier la position du cadran de fréquence pour obtenir sur le voltmètre une valeur égale à 70,7% de la lecture maximum. Noter la valeur de la fréquence

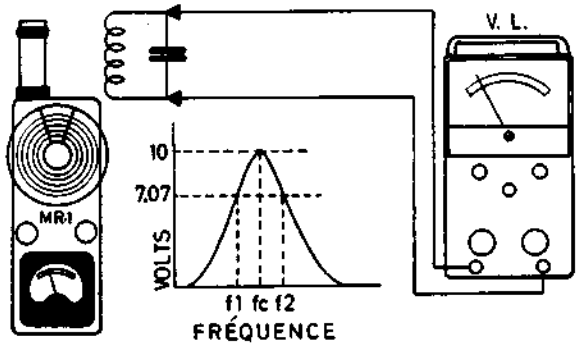


Figure 6 - Mesure du « Q » d'un circuit accordé.

(F1) correspondante. Déplacer le cadran de fréquence en sens inverse jusqu'à ce que le voltmètre indique de nouveau 70,7% de la valeur maximum et noter la fréquence (F2) correspondante. Le « Q » du circuit se détermine par la relation:

$$Q = \frac{Fc}{F1-F2}$$

PRECAUTION: Soyez très prudents lorsque vous utiliserez l'appareil sur des circuits haute tension. Si le MR-1 ou sa bobine touchent le circuit, cela peut produire une décharge et éventuellement un accident mortel.

PRE-ETALONNAGE D'UN EMETTEUR

Le MR-1 convient parfaitement pour le pré-étalonnage d'un émetteur avant de le mettre sous tension. Les différents circuits accordés pourront être approximativement réglés sur la fréquence d'émission de façon que lorsque l'on mettra l'émetteur sous tension seul un léger réalignement sera nécessaire pour obtenir un équipement parfaitement réglé.

NEUTRODYNAGE D'UN EMETTEUR

Placer le contacteur sur la position « DIODO » (diode) pour pouvoir utiliser l'appareil comme détecteur accordé. Couper la tension plaque de l'étage à neutrodyner. Laisser les filaments branchés et appliquer la tension à l'étage précédent. Coupler la bobine du MR-1 à la sortie de l'étage qui doit être ajusté. Régler l'appareil pour obtenir une déviation maximum et alors modifier le contrôle de neutrodynage jusqu'à obtenir une lecture minimum. Il sera probablement nécessaire de régler à nouveau le circuit de sortie sur la fréquence appropriée et de retoucher au neutrodynage.

Une autre méthode consiste à coupler le MR-1 à l'entrée de l'étage à neutrodyner et de le régler pour obtenir une lecture minimum (tuotes les tensions plaque de chaque étage devront être débranchées). Régler alors le contrôle de neutrodynage de façon que le galvanomètre du MR-1 ne dévie pas lorsque, au moyen du condensateur variable de sortie de l'étage, on fait varier la fréquence autour de la fréquence d'émission.

LOCALISATION DES OSCILLATIONS PARASITES

Les oscillations parasites se localisent facilement en appliquant la tension à l'émetteur et en vérifiant les différents étages en fonction de la fréquence des oscillations qu'ils produisent. On utilise le MR-1 comme oscillateur détecteur. Une fois que la fréquence de l'oscillation parasite est connue, supprimer la tension d'alimentation et localiser les circuits oscillants parasites. Pour cela, vérifier le câblage, les bobines de choc, etc... avec le MR-1, en l'utilisant comme fréquencemètre à absorption pour les fréquences de résonance parasites.

REGLAGE DES ANTENNES

Au moyen du MR-1, il est possible de régler une antenne sans produire d'interférences. Un léger couplage est suffisant, bien qu'il soit plus pratique d'utiliser des couplages capacitifs dans les points de tension maximum et des couplages inductifs dans les points de courant maximum. Dans de nombreux cas, quand on rencontre des difficultés de couplage, de positionnement, le MR-1 peut être utilisé avec le MI-1, mesureur d'impédance RETEXKIT. C'est le cas des antennes dont le centre est d'accès difficile ou dans lesquelles, compte tenu du diamètre, il est difficile d'obtenir la déviation minimum (antennes rotatives, etc...).

Quand le MR-1 est couplé à l'extrémité d'une antenne, il se produit une légère variation de la longueur « effective » ce qui donne une fréquence de résonance légèrement inférieure (de 3% approximativement) à la valuer réelle. Cependant, cela ne se produit pas lorsque le couplage se fait au centre de l'antenne.

Le couplage correct de lignes ouvertes peut se déterminer en utilisant le MR-1 sur la position « DIODO » (diode), comme détecteur d'ondes stationnaires se trouvant dans la ligne.

Il faut veiller à ce que le couplage soit maintenu constant (placer par exemple une petite pince isolante entre la bobine et la ligne) et déplacer le MR-1 le long de la ligne. Si la lecture sur l'indicateur varie, c'est que l'on se trouve en présence d'ondes stationnaires. Quand la ligne est correctement adaptée à l'antenne, on ne doit pas détecter d'ondes stationnaires. Il est nécessaire, pour réaliser cette mesure, d'alimenter l'antenne par l'intermédiaire de la ligne, au moyen d'un émetteur ou d'un générateur haute fréquence quelconque.

Quand il s'agit de lignes coaxiales, le MR-1 est utilisé comme mesureur d'intensité de champ, le contacteur étant placé sur la position « DIODO » (diode).

Placer l'appareil sur l'antenne, à l'endroit où peuvent être appréciées les variations du signal de sortie. L'adaptation correcte de la ligne sera réalisée lorsque l'on obtiendra une lecture maximum à la sortie de l'antenne.

SI L'APPAREIL NE FONCTIONNE PAS

( ) Vérifier soigneusement le câblage. Repérer les conducteurs avec un crayon de couleur, en se référant aux vues perspectives 2 et 3, à mesure que l'on vérifie, ce qui évitera d'oublier une connexion.

( ) Relever les tensions à l'aide du schéme sur les cosses du support de la lampe. Il faut tenir compte du fait que les lectures faites avec un voltmètre qui ne serait pas un voltmètre à lampe seront toujours inférieures à celles indiquées.

( ) Vérifier la lampe. Si vous ne disposez pas de l'équipement approprié, demandez à un radioélectricien d'effectuer ce contrôle.

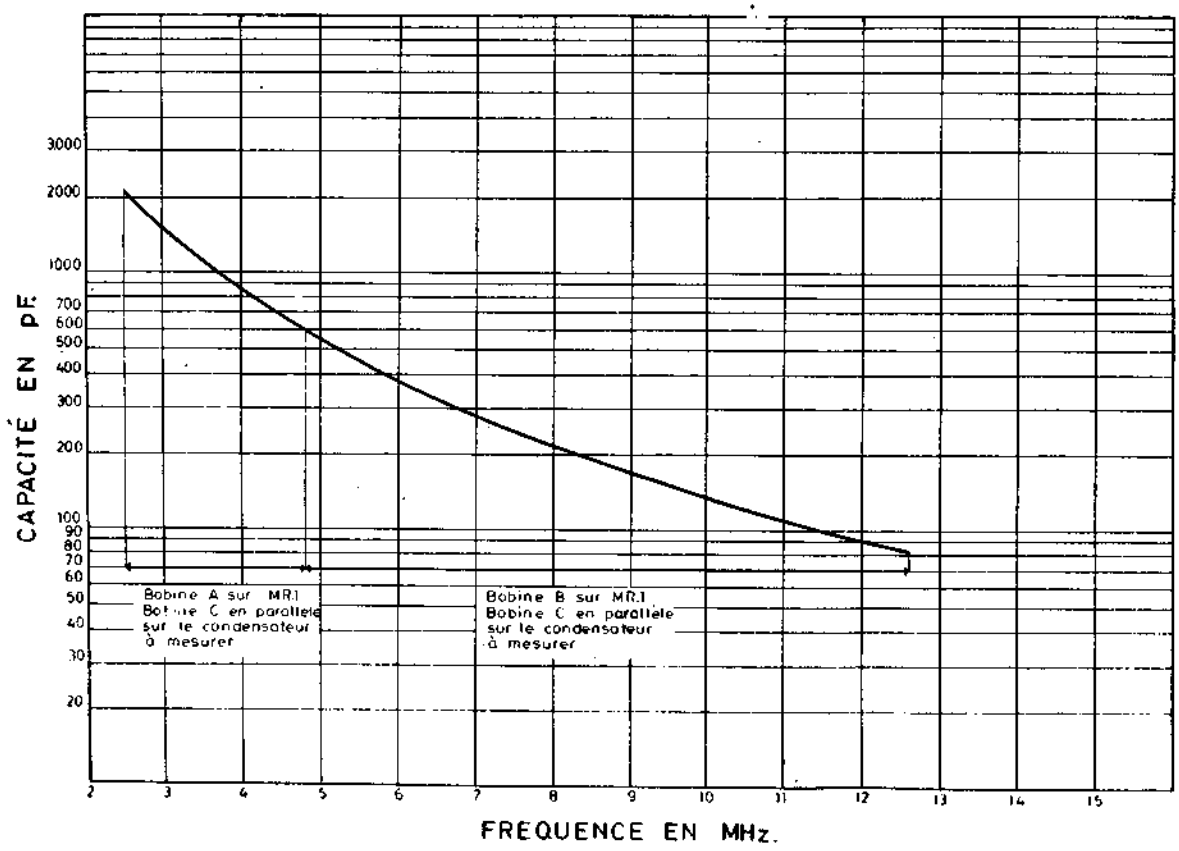


Figure 7 - Graphique pour la détermination de la valeur d'un condensateur.

LOCALISATION DES PANNES LES PLUS FREQUENTES

1 — L'aiguille du galvanomètre n'atteint pas la partie supérieure de l'échelle.

( ) Vérifier la position du contacteur DIODO OSCILATOR.

( ) Vérifier le, connexions entre le support G et les points 3 et 4 du condensateur variable.

( ) Vérifier que le conducteur vert du transformateur, qui est branché à la cosse 4 du support de la lampe F, n'est pas en contact avec les composants critiques de l'oscillateur.

( ) Raccourcir toutes les connexions de l'oscillateur au maximum.

( ) S'assurer que les deux résistances de 6,8 kΩ sont branchées aux cosses 1 et 2 du support de lampe F.

( ) Supprimer l'excès d'étain sur toutes les soudures.

( ) Vérifier les valeurs des résistances. La tolérance maximum devant être de ± 10% sur la valeur marquée.

( ) Examiner le condensateur variable pour voir s'il n'a pas une lame déformée.

2 — L'instrument ne dévie pas sur la position « DIODO » (diode).

Le signal H.F. est insuffisant. Les signaux moyens d'un générateur H.F., d'un récepteur de radio ou de télévision, donnent une lecture nulle ou très faible quand le MR-1 se trouve sur la position « DIODO ».

3 — La commande de contrôle de sensibilité est très critique.

Cette caractéristique est normale; elle est due au fort « Q » du circuit et à la sensibilité de l'instrument.

4 — L'aiguille de l'instrument dévie en dessous de zéro.

Cela est normal pendant la période de chauffage de l'appareil ou lorsque l'on change une bobine avec le MR-1 en fonctionnement. Placer le contrôle de sensibilité au maximum pendant le période de chauffage. *Kit, disponible chez Tera - Lec 51, rue de Gergovie Paris 14ème*

Leçon n° 75

QUESTIONS sur les LEÇONS N^{os} 73 et 74

N. 1 — Qu'entend-on par « alignement » d'un récepteur superhétérodyne?

N. 2 — Quand est-il nécessaire d'effectuer le « ré-alignement » d'un récepteur?

N. 3 — Quels sont les instruments nécessaires pour exécuter l'alignement d'un récepteur superhétérodyne?

N. 4 — En quels points le voltmètre de sortie ou «outputmètre» doit-il être branché? Quelles doivent être les sensibilités à employer?

N. 5 — Qu'est-ce qu'une antenne fictive? quel est son rôle?

N. 6 — Comment le générateur HF, ou hétérodyne modulée, employé pour l'alignement des récepteurs est-il constitué?

N. 7 — A partir de quel étage doit-on commencer l'alignement et dans quel sens doit-il être effectué, par rapport au parcours suivi par le signal?

N. 8 — Quelles sont les fréquences que doit fournir un générateur HF pour le réglage des différents circuits accordés d'un récepteur à changement de fréquence ?

N. 9 — Qu'entend-on par « étalement » de gamme?

N. 10 — Dans quelles gammes de fréquences l'étalement est-il le plus utile?

N. 11 — Au cours de l'alignement des gammes d'Ondes Courtes, on peut obtenir un battement à M.F., entre le signal de l'oscillateur local du récepteur et celui du générateur, pour deux positions différentes du « trimmer » du bobinage de l'oscillateur local. Quelle est la position qui doit être choisie et pourquoi ?

N. 12 — Pendant l'alignement doit-on laisser la C.A.V. en fonctionnement?

N. 13 — Pour pouvoir apprécier même les faibles variations de la tension de sortie, dans quelle position doit-on placer l'aiguille du voltmètre de sortie?

N. 14 — Pour obtenir une déviation correcte de l'aiguille du voltmètre de sortie, comment le potentiomètre de volume du récepteur et l'atténuateur du générateur HF doivent-ils être réglés?

N. 15 — Quelles sont les précautions qui doivent être prises pour l'alignement des récepteurs dont le châssis est relié à un fil du secteur?

N. 16 — Pendant l'alignement, quelle doit être la position de l'opérateur et des éventuelles masses métalliques par rapport aux circuits HF non blindés?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 571

N. 1 — La conversion de tous les signaux reçus en une fréquence unique, plus basse, plus facile à amplifier et donnant une meilleure sélectivité.

N. 2 — Il y en a quatre: le signal d'entrée, celui de l'oscillateur local, ainsi que la somme et la différence des deux.

N. 3 — C'est la réception d'un signal indésirable de fréquence, égale à celle d'accord plus le double de la M.F.

N. 4 — La sélectivité, l'amplification, ainsi que l'atténuation de la fréquence image.

N. 5 — La fréquence image produisant une interférence est 1 670 kHz, c'est-à-dire 760 + 2 (455).

N. 6 — Il diminue la capacité du condensateur d'accord de l'oscillateur. De cette façon, la fréquence de l'oscillateur reste égale à la fréquence du signal plus la M.F. dans toute l'étendue de la gamme.

N. 7 — Par le courant électronique de la lampe.

N. 8 — Pour obtenir une meilleure stabilité de l'oscillateur local. En d'autres termes, pour remédier à sa tendance à se synchroniser sur la fréquence du signal reçu.

N. 9 — C'est le rapport entre l'amplitude du signal M.F. présent à la sortie de la convertisseuse et celle du signal incident.

N. 10 — En raison de sa meilleure linéarité et du fait qu'elle peut détecter des signaux de forte amplitude sans risque de saturation.

N. 11 — La C.A.V. normale atténue tous les signaux quelle que soit leur amplitude. La C.A.V. différée, ne fonctionne que pour des signaux d'une intensité déjà notable.

N. 12 — Les étages indispensables sont: l'étage convertisseur (mélangeur et oscillateur), celui d'amplification M.F., le détecteur et l'étage BF. Les étages facultatifs sont: l'étage amplificateur H.F. et les étages supplémentaires en M.F. et B.F.

N. 13 — Parce que la seconde diode est employée dans un second circuit détecteur, indépendant du premier, qui fournit exclusivement la tension de C.A.V.

N. 14 — Parce que, dans le cas contraire, la capacité du condensateur variable de l'oscillateur devrait avoir une très forte valeur pour couvrir la gamme de réception.

N. 15 — Parce que la différence entre la fréquence d'accord et celle de l'interférence devient plus grande.

N. 16 — Parce que le secteur est en contact direct avec le châssis, à travers l'autotransformateur d'alimentation; ces condensateurs isolent la tête de lecture phonographique, tout en permettant le passage de la B.F.

N. 17 — Il dérive vers la masse les tensions BF présentes aux bornes de la résistance de cathode.

N. 18 — Parce que, de cette façon, l'enroulement étant parcouru par deux courants opposés, (le courant anodique de la lampe finale et le courant d'écran plus celui d'alimentation des autres étages), les champs magnétiques s'annulent mutuellement, évitant ainsi la saturation du noyau magnétique.

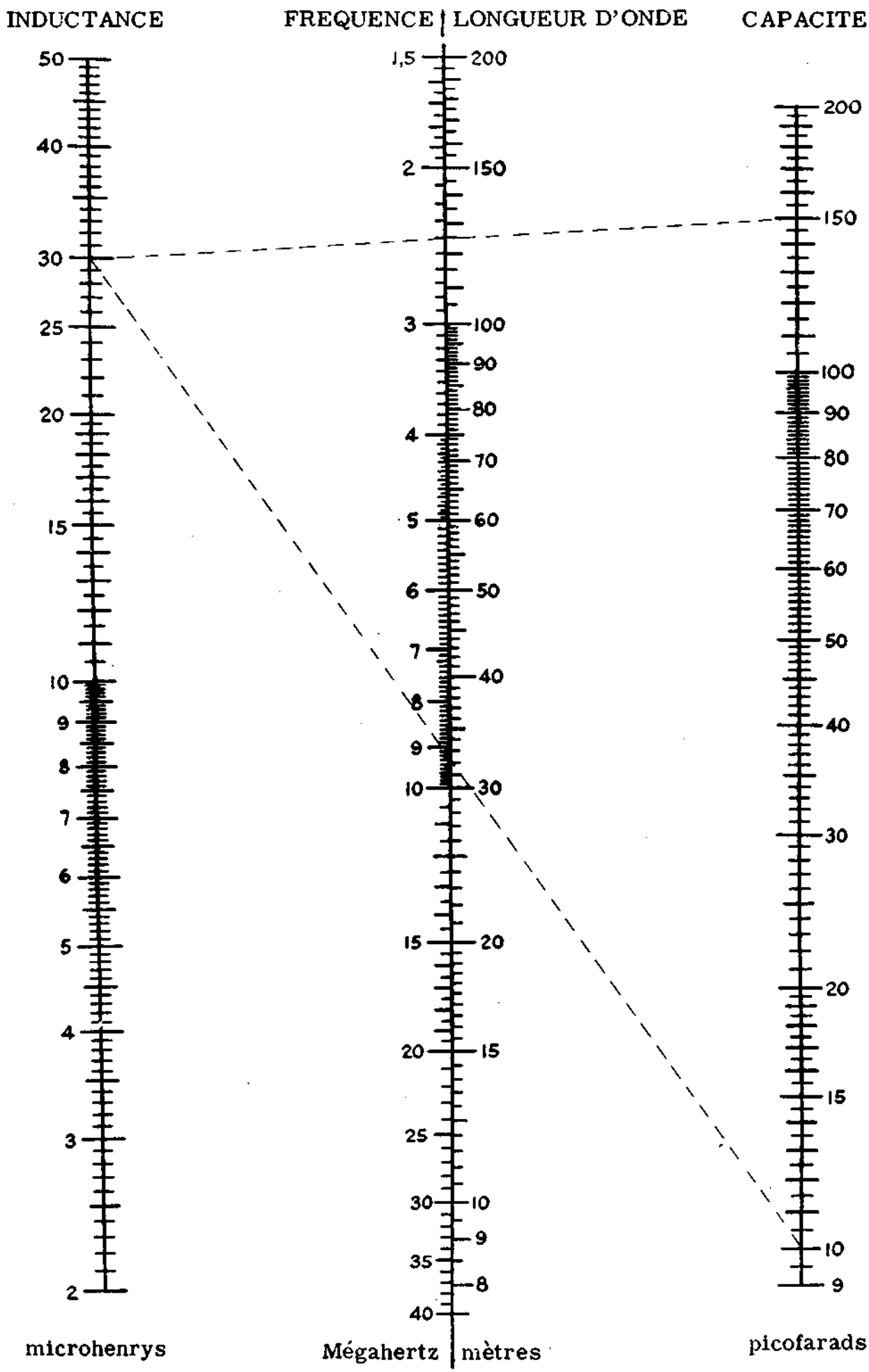

INDUCTANCE
FREQUENCE | LONGUEUR D'ONDE
CAPACITE
50
40
30
25
20
15
10
9
8
7
6
5
4
3
2
1,5
200
2
150
3
100
90
80
4
70
5
60
6
50
7
40
8
9
10
30
15
20
20
15
25
30
10
9
35
8
40
200
150
100
90
80
70
60
50
40
30
20
15
10
9
microhenrys
Mégahertz | mètres
picofarads

TABLEAU 75 - ABAQUE POUR LE CALCUL DE LA FREQUENCE DE RESONANCE EN FONCTION DE L'INDUCTANCE ET DE LA CAPACITE

Lorsque nous avons étudié les circuits oscillants, nous avons appris la formule relative au calcul d'un circuit LC résonnant en série et en parallèle. L'abaque ci-contre (Tableau 75) est extrêmement utile pour calculer la fréquence de résonance si l'on connaît les valeurs de L et de C, ou encore une de ces deux valeurs connaissant l'autre et la fréquence.

En particulier, cet abaque permet le calcul rapide et suffisamment exact des caractéristiques d'un circuit oscillant permettant de s'accorder sur une gamme de fréquences donnée, connaissant la valeur de l'inductance et la capacité maximale (complètement fermé) et minimale (complètement ouvert), ou résiduelle, du condensateur variable d'accord.

Dans l'exemple indiqué sur l'abaque (ligne en traits discontinus), on considère un condensateur variable dont la capacité résiduelle est de 10 pF et la capacité maximale de 150 pF. En l'utilisant avec une bobine ayant une inductance de 30 µH, il nous sera facile de déterminer, par cet abaque, la gamme qui pourra être couverte par la rotation du condensateur variable. Il suffit pour cela de tracer deux droites allant des deux points correspondants aux valeurs extrêmes de la capacité, sur l'axe vertical de droite, au point correspondant à la valeur de l'inductance sur l'axe vertical de gauche.

Ces deux droites coupent l'axe central, gradué en longueurs d'onde (en mètres) et en fréquence (en MHz), en deux points qui sont les fréquences extrêmes de la gamme couverte par le circuit oscillant ainsi constitué.

Dans notre cas, cette gamme est comprise entre 2,5 et 9,2 MHz, soit entre 125 et 32 mètres. Il est évident que connaissant les points extrêmes de la gamme à couvrir et les capacités minimale et maximale du condensateur, cet abaque nous aurait permis de trouver par les mêmes opérations, la valeur de l'inductance nécessaire pour couvrir la gamme désirée. De même, connaissant la gamme à couvrir et l'inductance du circuit, nous trouverions facilement les valeurs minimale et maximale de la capacité.

Comme nous le savons, la longueur d'onde est proportionnelle à la racine carrée du produit de l'inductance et de la capacité. Au contraire, la fréquence, étant égale à l'inverese de la période, est inversement proportionnelle à la racine carrée de ce produit. Cela étant compris, nous pouvons étendre le champ d'application de ce graphique en multipliant les échelles de capacité, d'inductance et de longueur d'onde par 10, ou par un multiple ou un sous-multiple de ce nombre, et en divisant l'échelle des fréquences par ce même nombre. En effet, en nous reportant toujours à l'exemple figuré sur l'abaque, si nous considérons une capacité minimale de 100 pF ($= 10 \times 10$), une capacité maximale de 1 500 pF ($= 150 \times 10$), une inductance de 300 µH ($= 30 \times 10$), la gamme couverte s'étendra entre 320 et 1 250 mètres de longueur d'onde (soit 32×10 et 125×10). Par contre, la gamme des fréquences sera comprise entre 0,25 et 0,92 MHz (soit 2,5 :10 et 10 et 9,2:10).

TABLEAU 76 - VALEURS COURANTES DES RESISTANCES DE CATHODE ET D'ECRAN POUR TUBES PENTODES AMPLIFICATEURS H.F. ET M.F.

Dans les 60ème et 63ème leçons, nous avons publié des tableaux donnant les valeurs les plus courantes des éléments des étages amplificateurs à résistances-capacités, employant des triodes, des pentodes ou des lampes multiples. Nous savons également que, se basant sur les courbes caractéristiques et les données fournies par les constructeurs, pour chaque type de tube, il est possible de calculer ces valeurs pour obtenir le meilleur résultat, tant en B.F. qu'en H.F. Pour faciliter la tâche de nos lecteurs et leur éviter tous calculs et recherches pour déterminer les valeurs des résistances de polarisation (en série avec la cathode) et d'écran, nous avons groupé dans le tableau 76 — qui complète ceux publiés précédemment — les valeurs des résistances à employer avec les différents types de pentodes pouvant fonctionner en amplificatrices H.F. ou M.F.

Nous voulons préciser, tout d'abord, que les valeurs indiquées dans ce tableau ne sont pas impératives. Elles ont été tirées des indications fournies par les divers constructeurs et elles peuvent être modifiées en fonction des exigences des circuits d'utilisation. Nous

LAMPE	TENS. ANODIQUE Va (volts)	TENS. ECRAN Vg2 (volts)	RESIST. CATHODE Rk (ohms)	RESIST. ECRAN Rg2 (kohms)
1SA6	90	85	-	18
1T4	90	75	-	15
3AU6	250	162	68	22
3BA6	250	162	68	22
3BC5	250	196	180	47
3BZ6	200	153	180	18
3CB6	200	150	180	18
3CF6	200	150	180	18
3DT6	150	100	560	24
4AU6	250	155	68	22
4CB6	200	168	180	18
4DT6	150	100	560	18
6AB7	300	204	190	30
6AC7	300	150	160	60
6AG5	250	156	200	47
6AH6	300	200	160	39
6AM6	250	250	40	-
6AK5	180	120	200	25
6AU6	250	155	68	22
6B7	250	120	250	55
6B8	250	120	250	56
6BA6	250	110	68	33
6BC5	250	150	180	47
6BD6	250	100	240	43
6BH6	250	152	100	33
6BJ6	250	95	82	47
6BZ6	200	153	180	18
6C9	300	150	160	60
6CF6	200	150	180	18
6CT7	250	85	310	110
6D6	250	100	300	75
6DC6	200	146	180	18
6DE6	200	150	180	18
6DT6	150	100	560	24
6E7	250	100	300	75
6J7	250	100	1200	270
6K7	250	130	220	47
6S7	250	100	270	75
6SF7	250	100	68	47
6SG7	250	140	180	33
6SH7	250	150	68	25
6SJ7	250	100	820	180
6SK7	250	105	270	56

LAMPE	TENS. ANODIQUE Va (volts)	TENS. ECRAN Vg2 (volts)	RESIST. CATHODE Rk (ohms)	RESIST. ECRAN Rg2 (kohms)
6SS7	250	100	270	75
6U7	250	100	300	75
7A7	250	100	260	60
7B7	250	100	300	90
7E7	250	150	330	62
7G7	250	100	250	75
7H7	250	135	200	33
7L7	250	100	250	100
7R7	250	90	130	100
7V7	300	150	160	39
7W7	300	150	160	39
9D6	250	205	250	22
9D7	250	95	100	47
12AU6	250	155	68	22
12AW6	250	150	200	50
12BA6	250	110	68	33
12BD6	250	100	250	43
12C8	250	120	250	56
12C8	250	125	-	55
12CR8	250	145	160	55
12J7	250	100	1200	270
12K7	250	130	220	47
12SF7	250	100	68	47
12SG7	250	140	180	33
12SH7	250	150	68	25
12SJ7	250	100	820	180
12SK7	250	100	270	56
14A7	250	100	260	60
34	135	65	-	68
57	250	100	-	30
58	250	100	300	75
77	250	100	-	30
78	250	130	220	47
9001	250	100	1000	220
9003	250	100	320	56
AF3	250	100	270	56
AF7	250	100	500	150
CF3	200	100	300	39
CF7	200	110	500	90
D121	200	100	300	50
DAF40	90	66	-	120
DF11	90	50	-	220
DF21	90	90	-	-

LAMPE	TENS. ANODIQUE Va (volts)	TENS. ECRAN V_{g2} (volts)	RESIST. CATHODE Rk (ohms)	RESIST. ECRAN R_{g2} (kohms)
DF22	90	90	-	-
DF25	120	60	-	27
DF33	90	90	-	-
DF91	90	45	-	68
DF92	90	90	-	-
DF96	85	63	-	39
DF97	90	67	-	33
E80F	250	110	550	220
E83F	210	120	165	43
E90F	250	155	100	33
EAF41	250	100	300	95
EAF42	250	85	310	110
EBF2	250	100	300	95
EBF11	250	100	300	82
EBF15	250	150	160	62
EBF32	250	100	300	95
EBF80	250	85	300	95
EBF83	12,6	12,6	-	-
EBF89	250	80	82	62
ECF1	250	100	300	75
ECF82	250	110	68	40
EF5	250	100	180	60
EF6	250	100	300	100
EF9	250	100	330	91
EF11	250	100	270	75
EF12	250	100	470	150
EF13	250	100	390	250
EF14	250	195	330	33
EF15	250	94	130	52
EF22	250	90	330	91
EF37	250	100	-	175
EF39	250	90	330	91
EF41	250	80	330	100
EF42	250	250	160	-
EF43	250	135	110	33
EF50	250	250	120	-
EF51	250	250	120	-
EF54	250	250	130	-
EF55	250	250	-	-
EF72	100	100	150	-
EF80	250	250	270	-
EF85	250	90	160	-
EF89	250	100	160	51

LAMPE	TENS. ANODIQUE Va (volts)	TENS. ECRAN V_{g2} (volts)	RESIST. CATHODE Rk (ohms)	RESIST. ECRAN R_{g2} (kohms)
EF91	250	250	-	-
EF92	250	200	250	24
EF93	250	100	68	33
EF94	250	155	68	22
EF95	180	120	200	25
EF97	12,6	6,6	-	6,8
EF98	12,6	5,8	-	12
EF190	200	150	180	35
EL83	180	180	50	-
EL180	250	100	68	16
KF3	90	90	-	-
KF4	90	90	-	-
KF35	120	69	-	1200
NF2	200	100	500	90
SP41	250	250	150	-
SP61	250	250	150	-
UAF41	170	100	300	44
"	100	60	300	44
UAF42	200	85	310	76
"	100	50	310	56
UBF41	200	85	300	68
UBF80	200	80	300	68
"	100	53	300	47
UBF89	200	100	100	30
"	100	100	180	-
UF5	200	100	325	60
UF6	200	55	510	180
UF9	200	90	330	62
"	100	100	330	-
UF11	200	85	270	68
"	100	35	270	68
UF21	200	90	330	62
"	100	48	330	62
UF41	200	118	330	39
UF42	170	170	150	-
UF43	170	135	110	10
"	100	75	110	10
UF80	170	170	160	-
UF85	200	115	160	27
"	100	67	150	27
UF89	200	110	130	24
"	100	67	130	15
VF14	250	200	300	27

voulons dire par là que, tant dans les montages expérimentaux que dans les appareils du commerce, ce ne sont pas toujours exactement ces valeurs qui sont indiquées. Toutefois, lors de l'étude d'un étage haute ou moyenne fréquence, ou encore à l'occasion d'une réparation, on pourra adopter les valeurs figurant dans ce tableau en étant certain qu'elles conviendront. Bien entendu, si pour des raisons particulières au montage envisagé, le fonctionnement ne s'avère pas satisfaisant, elles pourront être modifiées, en plus ou en moins.

Supposons, par exemple, que la résistance de grille-écran d'une pentode amplificatrice moyenne fréquence d'un récepteur soit grillée, à la suite d'un court-circuit dans le condesateur de découplage de l'écran, de telle sorte que sa valeur (indiquée sur le corps de la résistance au moyen de chiffres ou de couleurs) ne puisse plus être lue. On pourra alors adopter sans inconvénient la valeur ohmique indiquée dans le tableau et se rapportant au tube amplificateur utilisé. Naturellement, si l'amplification de cet étage, après remplacement de la résistance défectueuse, se révèle insuffisante, cela devra être imputé soit au fait que les autres valeurs du circuit diffèrent de celles mentionnées dans le tableau (tension d'alimentation, résistance de cathode, ou autre), soit à la présence d'une autre panne non décelée.

La résistance qui doit être mise en série dans l'alimentation de la grille-écran, pour obtenir la tension de fonctionnement convenable, a été calculée pour alimenter l'écran de cette seule lampe. Or, il arrive parfois que dans certains montages, dans les récepteurs à changement de fréquence en particulier, la grille-écran de la convertisseuse et celle de l'amplificatrice M.F. soient alimentées à travers une résistance commune. Evidemment — dans un tel cas — les valeurs indiquées dans le tableau ne conviennent pas, et il faudra calculer la résistance chutrice en tenant compte du courant d'écran des deux tubes. Ce mode d'alimentation ne peut être adopté que lorsque les deux lampes peuvent fonctionner avec la même tension d'écran et lorsqu'aucun couplage parasite n'est à redouter. Dans le cas contraire, elles devront être alimentées séparément par des résistances dont les valeurs figurent dans le tableau.

Dans les étages amplificateurs haute et moyenne fréquence, le circuit de grille est généralement constitué par une bobine faisant partie d'un circuit accordé, dont l'autre extrémité ets reliée à la masse, ou à la ligne fournissant la tension de commande automatique de volume ou de gain (C.A.V. ou C.A.G.). La charge anodique est constituée par le primaire d'un transformateur de couplage, haute ou moyenne fréquence, accordé ou non. Dans les étages amplificateurs de ce type, il n'y a donc pas de résistance de charge anodique, la charge étant constituée uniquement par l'impédance du circuit accordé sur la fréquence de fonctionnement. C'est pour cette raison que la valeur de R_a (résistance de charge anodique) ne figure pas dans le tableau.

Les **figures 1 et 2** donnent les schémas de principe d'étages amplificateurs H.F. ou M.F. équipés de pentodes à chauffage direct (filament) ou indirect.

En consultant le tableau, on s'apercevra que parfois quelques valeurs ne sont pas indiquées. Ceci à des raisons diverses: avant tout, il y a des cas dans lesquels la grille-écran est portée au même potentiel que la plaque, et cela arrive en particulier pour les lampes prévues pour fonctionner sur piles, sous une tension égale ou inférieure à 90 volts. Il est évident que dans

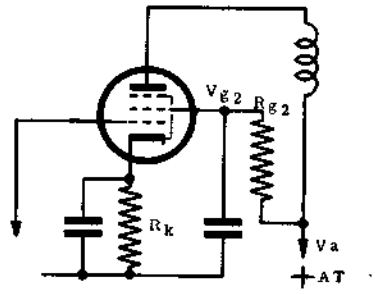


Fig. 1 - Etage amplificateur avec pentode à chauffage indirect.

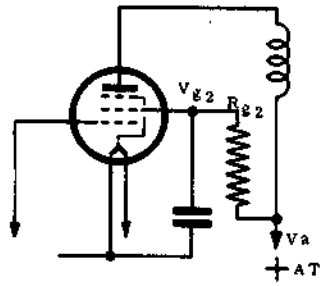


Fig. 2 - Etage amplificateur avec pentode à chauffage direct.

ce cas, la grille-écran doit être reliée directement au pôle positif de la tension d'alimentation anodique. Ceci est d'ailleurs indiqué dans le tableau lui-même, par le fait que V_a (tension anodique) et V_{g2} (tension de grille-écran) ont la même valeur.

On notera également que pour certains types de tubes européens, on a indiqué les valeurs typiques de fonctionnement pour deux tensions anodiques différentes. Ceci pour le cas — en particulier pour les récepteurs portatifs — où ces lampes peuvent fonctionner sous des tensions réduites.

Supposons, par exemple, qu'il nous faille déterminer les valeurs ohmiques de R_k et R_{g2} pour tirer l'amplification maximale d'un tube UAF42. Le tableau montre que cette lampe peut fonctionner avec une tension d'alimentation de 200 ou de 100 volts. Dans le premier cas nous aurons V_a = 200 volts, V_{g2} = 85 volts, R_k = 310 ohms et R_{g2} = 56 000 ohms.

Leçon n° 76

PRINCIPES DE LA MODULATION DE FREQUENCE

Une onde modulée en fréquence est caractérisée par une **amplitude constante** et par une **variation instantanée de la fréquence**, autour de celle de la porteuse, proportionnelle à l'amplitude du signal de modulation. Quand l'amplitude de la modulation augmente, l'excursion en fréquence augmente également, et inversement.

Les **figures 1** et **2** montrent respectivement deux fréquences acoustiques de modulation d'amplitude différente (**A**), deux fréquences porteuses (**B**), ainsi que les enveloppes de modulation de l'onde modulée en fréquence (**C**). Comme on le voit, les deux porteuses sont identiques. En observant les enveloppes de modulation, on remarque que, lorsque l'amplitude du signal acoustique de modulation augmente dans le sens positif, les cycles de la porteuse deviennent plus nombreux dans l'unité de temps (abscisses); en d'autres termes, comme nous l'avons dit plus haut, la fréquence de l'onde porteuse augmente. Par contre, quand l'amplitude instantanée du signal de modulation diminue, se rapprochant de son maximum négatif, la fréquence de l'onde porteuse diminue. En outre — comme on le voit en comparant les deux sections C des figures 1 et 2 — la déviation maximale de fréquence, c'est-à-dire le nombre de hertz, varie en fonction de l'amplitude du signal de modulation. La déviation maximale se produit pendant les pointes de modulation.

Les **figures 3** et **4** montrent comment, pour des signaux de modulation de même amplitude, — donc pour une même déviation maximale de fréquence —, le nombre de déviations complètes dans l'unité de temps est égal au nombre des périodes de la fréquence de modulation (BF), dans la même unité de temps.

Les caractéristiques d'une onde modulée en fréquence sont donc les suivantes: l'amplitude de l'enveloppe de modulation est constante; la déviation maximale de fréquence, en plus ou en moins de la fréquence porteuse, est uniquement fonction de l'amplitude du signal basse fréquence de modulation; la fréquence du signal de modulation détermine le nombre de fois, dans une seconde, où se produit la déviation de fréquence entre les limites maximales.

Le rapport entre la variation maximale de fréquence et la fréquence maximale du signal BF de modulation s'appelle **indice de modulation**. On l'exprime au moyen de l'expression ci-dessous:

$$\text{Indice de modulation, } m = \frac{\text{déviation max. de fréquence}}{\text{fréquence max du signal BF}}$$

Par exemple, si la déviation de fréquence est de ±50 kHz et la fréquence de modulation, de 5 kHz, l'indice de modulation est égal à 10.

Le taux de modulation d'une onde modulée en fréquence ne peut pas être déterminé de la même façon que dans le cas d'une modulation en amplitude; il n'a, ni la même signification, ni la même importance. Le taux de modulation a été défini, par convention, comme étant le rapport entre la déviation maximale de fréquence (Δf) et la fréquence de l'onde porteuse (f):

$$k = \Delta f : f$$

On peut l'exprimer en fonction de l'indice de modulation:

$$m = \Delta f : F$$

ou inversement; F étant la fréquence maximale du signal BF de modulation. On a:

$$k = m \frac{F}{f} \qquad \text{ou} \qquad m = \frac{k\,f}{F}$$

Contrairement à ce qui se passe en modulation d'amplitude, une surmodulation n'introduit, en modulation de fréquence, aucune distorsion du signal de haute fréquence.

LES BANDES LATERALES

Cette question a déjà été étudiée et, afin de mieux comprendre ce que nous expliquerons un peu plus loin, il convient de relire attentivement ces quelques lignes. En effet, pour rendre claires les particularités de la modulation de fréquence, il est bon de rappeler les caractéristiques de la modulation d'amplitude.

Nous savons, qu'en modulation d'amplitude, chaque signal BF modulant une porteuse HF provoque l'apparition de deux ondes latérales situées de part et d'autre de cette fréquence porteuse. Si le signal de modulation est complexe et comporte plusieurs fréquences, il apparaît deux bandes latérales. C'est le cas — par exemple — d'une onde porteuse HF modulée par la Basse Fréquence d'une exécution musicale, dans laquelle, à tous les instants, on trouve autant de sons semblables ou totalement différents, qu'il y a d'instruments en action.

Toutefois, les seules ondes latérales qui peuvent être prises en considération, en pratique, sont celles qui sont les plus éloignées de la porteuse, c'est-à-dire celles qui correspondent aux signaux BF dont la fréquence est la plus élevée (aigus).

La **figure 5** montre une porteuse de 1 000 kHz (1 MHz) et les bandes latérales produites par des si-

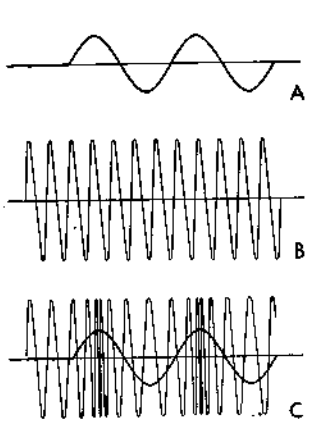


Fig. 1 - En A signal de modulation, en B onde porteuse et en C, onde B modulée en fréquence par le signal A.

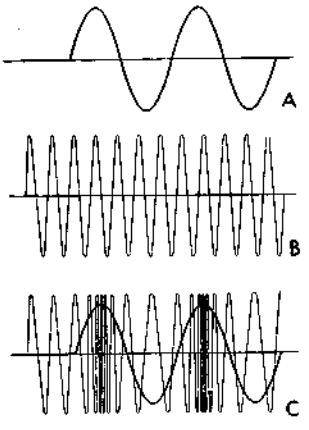


Fig. 2 - Une plus grande amplitude de A, à porteuse égale, produit une augmentation de la fréquence, et inversement.

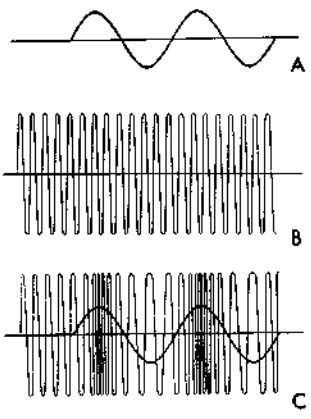


Fig. 3 - Les sons graves produisent une déviation de fréquence lente.

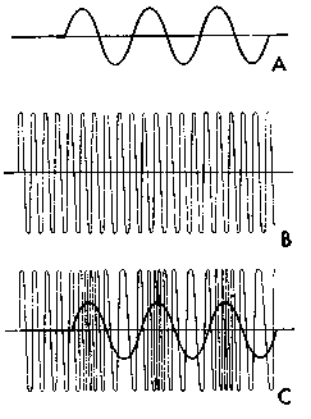


Fig. 4 - Les sons aigus produisent une déviation de fréquence rapide.

gnaux BF ayant respectivement des fréquences de 5 et 10 kHz. La hauteur du trait vertical indique l'amplitude de la porteuse. Comme on le voit, la fréquence de modulation à 5 kHz provoque l'apparition de deux bandes latérales à 995 et 1 005 kHz, et celle de 10 kHz, deux bandes latérales, à 900 et 1 010 kHz.

Dans la modulation de fréquence, l'amplitude du signal de modulation détermine la variation de la fréquence de la porteuse, dont la fréquence instantanée s'éloigne de la fréquence centrale, ou de repos, proportionnellement.

Il est possible de faire en sorte que la fréquence instantanée diffère de celle de la porteuse au repos d'une valeur quelconque, choisie à volonté, en faisant simplement varier l'**amplitude** du signal de modulation. On peut donc obtenir des variations de fréquence plusieurs fois plus grandes que la fréquence de modulation elle-même.

En fait, il est pratiquement possible de réaliser des excursions de fréquence de plusieurs centaines de kHz, bien que les fréquences BF de modulation soient, généralement inférieures à 15 kHz. Il s'ensuit donc que les bandes latérales produites par la modulation en fréquence d'une porteuse donnée, ne sont pas limitées à la somme et à la différence entre la fréquence de cette porteuse et la fréquence maximale de modulation, comme cela est la règle, en modulation d'amplitude.

Tandis qu'en modulation d'amplitude, on constate la présence de deux fréquences latérales équidistantes de la porteuse, en modulation de fréquence, on trouve diverses fréquences latérales dépendant — tant pour leur nombre que pour leur amplitude — de l'indice de modulation.

En conséquence, une onde modulée en fréquence est caractérisée par une largeur de bande plus grande que celle produite par une modulation d'amplitude. Par exemple, si l'on module une porteuse de 1 000 kHz (1 MHz) par un signal BF de 10 kHz, on obtiendra des composantes latérales à 990 et 1 010 kHz, à 980 et 1 020 kHz, à 970 et 1 030 kHz, etc... Chacune de ces fréquences aura une certaine amplitude. On appelle **largeur de bande d'une onde modulée en fréquence** le double de la distance en fréquence mesurée entre la fréquence de la porteuse non modulée et la fréquence latérale la plus éloignée dont l'amplitude est égale à 1% de celle de la porteuse. Plus précisément: $B = 2\Delta f + F$. F étant la fréquence maximale du signal de modulation.

La largeur de bande est fonction de l'indice de modulation. En pratique, la largeur de bande d'un émetteur modulé en fréquence est égale au double de la déviation de fréquence maximale. Le rapport entre fréquence porteuse et largeur de bande est beaucoup plus grand dans le cas d'une onde modulée en fréquence que dans celui d'une onde modulée en amplitude. Pour cette raison, les circuits d'amplification haute fréquence et ceux d'amplification à fréquence intermédiaire (MF), des récepteurs FM sont conçus de telle sorte qu'ils permettent le passage sans distorsion de la bande de fréquences requise. Il est indispensable de choisir une porteuse de fréquence suffisamment élevée pour pouvoir disposer de plusieurs canaux: c'est pour cette raison que les émissions de radiodiffusion en modulation de fréquence sont effectuées dans une gamme comprise entre 87 et 100 MHz. Dans le cas d'émissions en modulation de fréquence à bande étroite, il est évidemment possible d'utiliser les gammes d'Ondes Courtes.

Il existe des relations précises entre l'amplitude du signal de modulation, sa fréquence, l'excursion de fréquence produite et la largeur de bande totale occupée par la modulation qui en résulte. A déviation de fréquence égale, le nombre des bandes latérales augmente lorsque la fréquence de l'onde porteuse diminue, et la largeur de bande totale diminue lorsque la fréquence de modulation diminue. Toutefois, la largeur de la bande occupée ne peut jamais être inférieure à la déviation totale, et cela indépendamment de la fréquence du signal de modulation. Si l'amplitude du signal de modulation augmente — et que sa fréquence reste constante — la déviation de fréquence

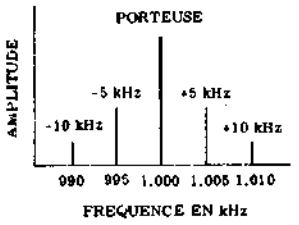


Fig. 5 - Une porteuse de 1 000 kHz modulée par deux signaux BF de 5 et 10 kHz donne naissance aux bandes latérales indiquées sur la figure. La hauteur des traits représente les amplitudes respectives.

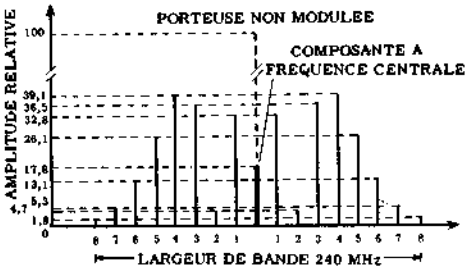


Fig. 6 - Spectre de fréquence d'une onde modulée en fréquence avec amplitude des bandes latérales jusqu'à la huitième qui, pour une fréquence de modulation de 15 kHz, est distante de 120 kHz de la porteuse.

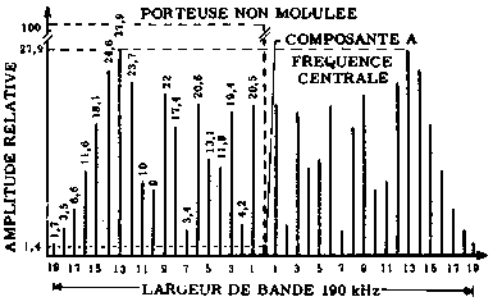


Fig. 7 - Spectre d'une onde modulée en fréquence par un signal de modulation de 5 kHz, montrant l'amplitude des bandes latérales jusqu'à la 19ème, qui est à 95 kHz de la porteuse.

augmente et, par suite, l'indice de modulation augmente également. Cela signifie qu'une plus grande quantité d'énergie est dépensée dans les bandes latérales et que, en conséquence, un plus grand nombre de ces dernières atteignent une amplitude utilisable. Il s'ensuit que le nombre des fréquences latérales utiles augmente en même temps que la largeur de bande.

Pour nous résumer, nous pouvons dire que la position des paires de fréquences latérales produites par une fréquence de modulation sinusoïdale uniqué, dépend seulement de la fréquence du signal de modulation. L'amplitude des fréquences latérales est fonction — répetons-le — de l'indice de modulation qui, lui-même, — nous le savons — dépend de l'amplitude de la modulation, puisque la déviation de fréquence est proportionnelle à l'amplitude du signal BF. Les fréquences apparaissent de part et d'autre de la porteuse, leur nombre et leur amplitude sont variables.

Un exemple est donné **figure 6**. L'ensemble des fréquences latérales forme le **spectre de fréquence** de l'onde modulée en fréquence: par exemple, si la fréquence de modulation est de 15 kHz et que la déviation de fréquence est de 75 kHz, l'indice de modulation sera égal à 75/15, c'est-à-dire à 5; les composantes situées au delà de la huitième paire ont une amplitude inférieure à 1% de celle de la porteuse, elles sont donc négligeables.

L'onde modulée en fréquence est donc constituée par une porteuse centrale et un certain nombre de fréquences latérales, lesquelles, pour un signal de modulation de fréquence et d'amplitude données, sont constantes. La courbe enveloppe de la modulation a une amplitude constante, et la fréquence du signal varie d'une manière continue.

Quand le signal transmis n'est pas modulé, la puissance de l'émetteur est toute entière contenue dans la seule onde porteuse. Par contre, lorsque la modulation se superpose, la puissance est soustraite de la porteuse et est répartie dans les bandes latérales. L'amplitude de la porteuse se trouve donc être réduite et, parfois même, annulée. Dans le cas de l'exemple de la figure 6, on voit que c'est la quatrième bande latérale, distante de la porteuse de 60 kHz (15×4), qui a l'amplitude maximale.

Dans la modulation en amplitude, la puissance nécessaire à la production des bandes latérales est fournie par le modulateur et n'est pas retranchée de la porteuse.

Etant donné que la porteuse ne porte aucune modulation en elle-même, la réduction de son amplitude augmente l'efficacité de la transmission en regard de la puissance consommée. Pour une certaine valeur de l'indice de modulation et de la fréquence de modulation, l'amplitude de la porteuse est réduite à zéro et toute la puissance est transférée dans les bandes latérales.

Sur la figure 6, on voit que, avec une déviation de fréquence de 75 kHz et un signal de modulation de 15 kHz, la composante de la fréquence centrale est réduite à moins de 20% de l'amplitude de la porteuse non modulée. Si la fréquence du signal de modulation est de 5 kHz, pour une même déviation de 75 kHz, (voir **figure 7**), l'amplitude de la fréquence centrale est seulement égale à 1,4% de celle de la porteuse non modulée. Les fréquences latérales sont distantes de 5 kHz de part et d'autre de la fréquence centrale et cela jusqu'à la dix-neuvième paire. Au delà, les fréquences latérales (amplitude inférieure à 1% de celle de la porteuse) sont négligeables.

Dans le cas d'une fréquence de modulation de 15 kHz (figure 6), avec un indice de modulation égal à 5, la largeur totale de la bande occupée est de 240 kHz. Pour une fréquence de modulation de 5 kHz (figure 7), avec un indice de modulation égal à 25, la largeur totale de la bande occupée est de 190 kHz.

Dans les deux cas, la largeur de la bande occupée est plus grande que celle produite par la déviation de fréquence de + ou — 75 kHz, soit une déviation totale de 150 kHz. Toutefois, les bandes latérales situées au delà de cette limite sont relativement faibles et elles peuvent être souvent négligées. Dans ces deux figures, la porteuse non modulée est représentée en

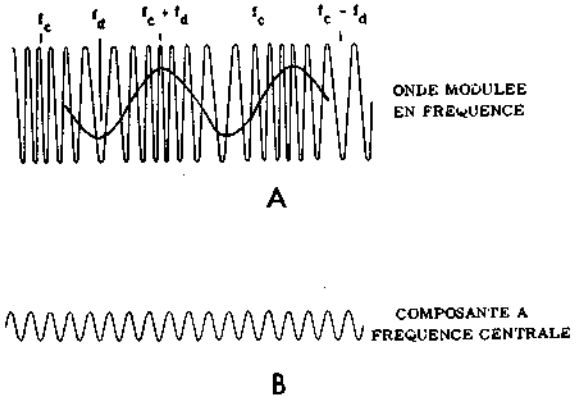


Fig. 8 A-B - En A, onde modulée en FM. En B est figurée la composante à fréquence centrale, ou porteuse. Les figures suivantes montrent les différentes bandes latérales.

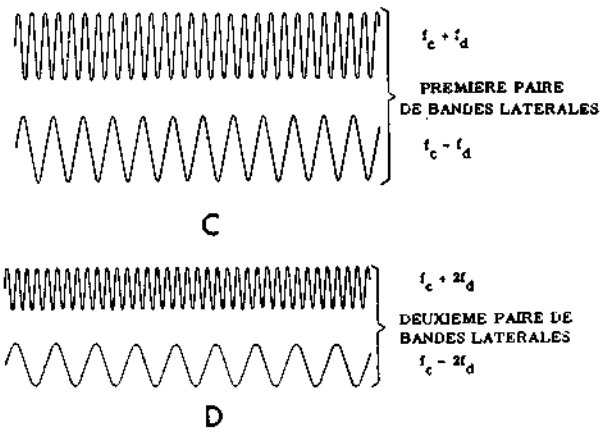


Fig. 8 C-D - En C, la première paire de bandes latérales avec la fréquence la plus haute et la plus basse. En D, la deuxième paire.

pointillé pour permettre de la comparer avec l'amplitude des bandes latérales produites par la M. d. F.

La **figure 8** montre les relations qui existent entre l'amplitude des bandes latérales et une fréquence de modulation BF, pour un indice de modulation égal à 2. Avec une fréquence de modulation de 15 kHz, la déviation est donc de 30 kHz. L'onde porteuse modulée (qui est la résultante de la somme algébrique de la porteuse et des bandes latérales) est figurée dans la section **A**, avec la superposition du signal de modulation.

En **B** on voit la composante centrale ou porteuse.

Si nous représentons par f_c la fréquence centrale et par f_d la déviation maximale en fréquence, correspondant aux crêtes positives des alternances du signal de modulation, la fréquence instantanée de l'onde est égale à f_c plus f_d, c'est-à-dire qu'on a une augmentation de la fréquence; tandis que, pendant les crêtes négatives, cette fréquence est égale à f_c moins f_d, et l'on a une diminution de la fréquence transmise. La déviation maximale de la fréquence est donc égale à 2 f_d.

Si la fréquence de l'onde porteuse est de 100 MHz et que la déviation est de 30 kHz, la limite inférieure du déplacement sera de 99,97 MHz et la limite supérieure de 100,03 MHz.

Nous trouvons quatre paires de bandes latérales dont l'amplitude dépasse le niveau de 1% et certaines d'entre elles ont une amplitude supérieure à celle de la porteuse. Elles sont situées de part et d'autre de la fréquence centrale à des intervalles de 1 kHz, comme en **C**, **D**, **E** et **F**; chaque paire de bandes latérales a sa propre amplitude, comme on le voit en **G**.

L'amplitude de la fréquence centrale est réduite aux 22,4% de sa valeur en l'absence de modulation. La première paire de bandes latérales (situées à 99,985 MHz et 100,015 MHz a une amplitude égale à 57,7% de celle de la porteuse non modulée; la seconde paire (à 99,97 et 100.03 MHz) a une amplitude égale à 35,3% et ainsi de suite.

Des tables spéciales ont été établies pour calculer le nombre et l'amplitude des bandes latérales, la table N° 78 ci-dessous donne — à titre d'exemple — le nombre des bandes latérales pour un indice de modulation déterminé, ainsi que la largeur de bande totale occupée par une fréquence de modulation acoustique donnée f_A. Pour calculer, au moyen de cette table, le nombre des bandes latérales, il faut connaître la déviation de fréquence et la fréquence du signal de modulation. Le rapport des deux détermine l'indice de modulation, lequel, à son tour, donne le nombre des paires de bandes latérales effectives. Par exemple, si la déviation est de 25 kHz et la fréquence

TABLEAU 78 - FREQUENCES LATERALES et AMPLITUDE de BANDE en FONCTION de L'INDICE de MODULATION.

INDICE DE MODULATION $M = f_D : f_A$	NOMBRE EFFECTIF DE PAIRES DE FREQ. LATERALES	LARGEUR DE BANDE EFFECTIVE
0.5	2	4 f_A
1.0	3	6 f_A
2,0	4	8 f_A
3,0	6	12 f_A
4,0	7	14 f_A
5,0	8	16 f_A
6,0	9	18 f_A
7,0	11	22 f_A
8,0	12	24 f_A
9.0	13	26 f_A
10,0	14	28 f_A
11,0	15	30 f_A
12,0	16	32 f_A
13.0	17	34 f_A
14.0	18	36 f_A
15,0	19	38 f_A
16.0	20	40 f_A
17,0	21	42 f_A
18,0	23	46 f_A
19.0	24	48 f_A
20,0	25	50 f_A
21,0	26	52 f_A
22,0	27	54 f_A
23,0	28	56 f_A
24,0	29	58 f_A
25.0	30	60 f_A

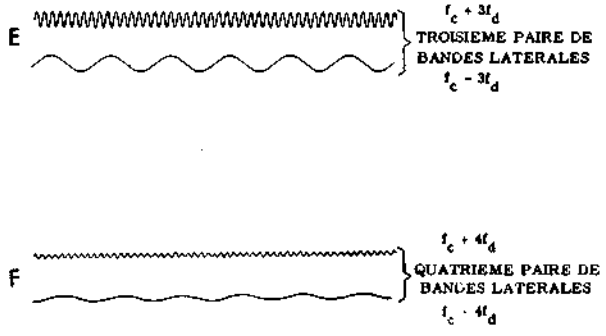


Fig. 8 E-F - En E, troisième paire de bandes latérales avec les deux fréquences extrêmes et en F, la quatrième et dernière paire. Les autres bandes latérales ont une amplitude inférieure à 1% et sont négligeables.

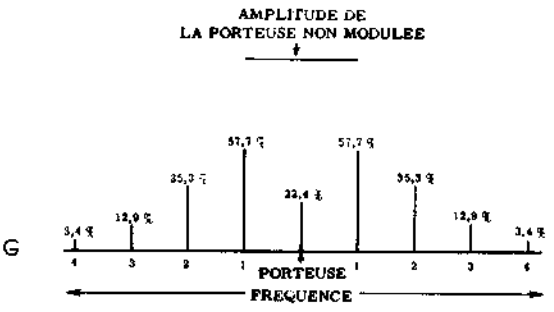


Fig. 8 G - Spectre de fréquence de l'onde modulée de la figure 8 montrant l'amplitude des bandes latérales jusqu'à la quatrième, distante de la porteuse de 15 kHz.

de modulation de 5 kHz, l'indice de modulation est 25 : 5 = 5. La table nous apprend qu'un signal, ayant un indice de modulation de 5, a 8 paires de bandes latérales et que la largeur de bande est égale à 16 fois la fréquence de modulation, soit 5 × 16 = 80 kHz. Lorsque l'indice de modulation est plus petit que 0,5, il n'y a qu'une-seule paire de bandes latérales et la largeur de la bande est égale à 2 f_A.

Pour l'utilisation de cette table, si l'indice de modulation est un nombre fractionnaire, on prend le nombre entier le plus rapproché. Par exemple, si l'indice de modulation est 8,25 on prend le nombre de bandes latérales correspondant à l'indice 8; tandis que si l'indice est 8,75, on se reporte à l'indice 9.

Les mêmes relations sont illustrées graphiquement sur la **figure 9**. Sur ce graphique, l'indice de modulation est porté sur l'axe horizontal, tandis que l'augmentation de la largeur de la bande occupée, en fonction de la déviation de fréquence de crête à crête, est portée sur l'axe vertical. C'est ainsi qu'un indice de modulation égal à 5 provoque une augmentation de la largeur de bande d'environ 0,6, soit approximativement de 60%. Par exemple, supposons que la déviation de fréquence soit de ± 25 kHz, soit 50 kHz de crête à crête. Les 60% de 50 kHz valent 30 kHz et la largeur de la bande occupée sera de 50 + 30 = 80 kHz. On obtient ce même résultat au moyen de la table 78. Le graphique est très utile pour calculer les valeurs fractionnaires et dans le cas où l'indice de modulation est inférieur à 0,5 ou supérieur à 25.

On voit donc que les bandes latérales produites par la modulation en fréquence s'étendent de part et d'autre de la porteuse au delà des limites de la déviation maximale de fréquence produite par la modulation. Il est donc nécessaire de séparer suffisamment les émetteurs en prévoyant entre eux des bandes de garde ou de protection (« guard-band »), pour protéger les émetteurs adjacents des résidus de modulation dépassant les limites de la déviation prévue.

Etant donné que le signal de modulation (BF) ne peut pas toujours être imposé et qu'il peut varier dans de larges limites, les canaux affectés aux émetteurs FM ont été déterminés en fonction de la déviation maximale autorisée, en ajoutant de part et d'autre de cette limite un certain intervalle pour éviter les interférences et la superposition des bandes latérales adjacentes. Les canaux assignés ainsi, assurent un fonctionnement sans interférences entre émetteurs voisins.

La **figure 10** se rapporte au cas d'une modulation par impulsions. Avec un signal rectangulaire, comme celui illustré en **A**, le spectre se présente comme celui figuré en **B**, sur la même figure.

La largeur de bande maximale nécessaire dépend de l'indice de modulation. Le graphique de la figure 10-**B** est utilisé de la même façon que celui de la figure 9. Si nous connaissons l'ampleur de la déviation et la fréquence de modulation, il est facile de calculer l'indice de modulation en divisant la déviation par la fréquence du signal de modulation.

Supposons, par exemple, que la déviation de fréquence d'une porteuse modulée par impulsions soit de 10 kHz. En d'autres termes, chaque impulsion du signal de modulation produit un déplacement de la fréquence porteuse de plus ou moins 10 kHz selon la polarité instantanée du signal. Si la fréquence de modulation est de 1000 Hz, l'indice de modulation est donné par:

$$\frac{\text{déviation}}{\text{fréquence}} = \frac{10 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}} = 10$$

A partir du point 10 (indice) situé sur l'axe horizontal nous menons une perpendiculaire qui coupe la courbe en un point. De ce point d'intersection traçons une horizontale qui coupe l'axe vertical près de la graduation 2, à 2,25 approximativement. Dans ce cas, l'élargissement de la bande est de l'ordre de 2,25.

La déviation maximale, de crête à crête, étant égale à 10 × 2, soit 20 kHz, la bande effectivement occupée sera de 20 × 2,25 = 45 kHz.

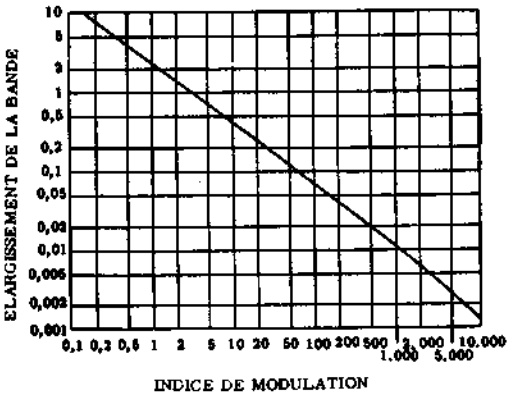


Fig. 9 - Graphique montrant l'élargissement de la bande en fonction de l'indice de modulation, pour une modulation du type traditionnel.

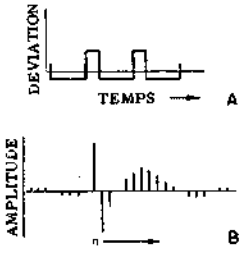


Fig. 10 A-B - En A signal rectangulaire et son spectre en B.

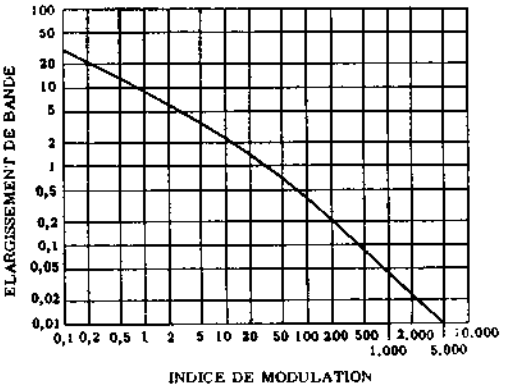


Fig. 10 C - Graphique montrant l'élargissement de la bande en fonction de l'indice de modulation pour une modulation par impulsions.

PREACCENTUATION ET DESACCENTUATION

Préaccentuation — Dans un émetteur de radiotéléphonie ou de radiodiffusion, à modulation de fréquence, la déviation de fréquence est toujours proportionnelle à l'amplitude du signal de modulation et est indépendante de la fréquence de ce signal. Toutefois, lorsque le signal a traversé l'émetteur, le récepteur et l'espace compris entre les deux, une certaine quantité de bruits et de distorsions se superpose aux sons que l'on désire transmettre. Ce bruit est distribué de manière uniforme dans tout le spectre des fréquences audibles. En conséquence, le rapport signal sur bruit diminue aux fréquences élevées en raison du fait que l'amplitude des sons produits par la voix humaine est plus faible aux fréquences élevées (aigus) qu'aux fréquences basses (graves). En outre, la distorsion augmente également dans la partie la plus élevée du spectre des fréquences sonores. Or les fréquences élevées sont celles qui contribuent le plus à l'intelligibilité de la parole, car les consonnes qui en forment la plus grande partie, ont une intensité maximale dans cette partie de la gamme des fréquences acoustiques.

Pour éviter une mauvaise reproduction des consonnes, par suite d'un faible rapport signal/bruit à l'extrémité la plus haute du spectre, on procède à une amplification plus importante de ces fréquences; cette élévation du niveau relatif des notes aiguës s'appelle la **préaccentuation**. Mais il est bien évident que cette suramplification ne doit pas, pour autant, produire des sons artificiels à la réception; il faut donc, dans le récepteur, effectuer l'opération inverse qui aura pour effet de rendre aux sons leur niveau original, c'est la **désaccentuation**. La combinaison de ces deux opérations permet d'obtenir un rapport signal/bruit plus uniforme dans toute la gamme des fréquences acoustiques.

Un émetteur pourvu d'un système de préaccentuation occupe une bande plus large que celle qu'il occuperait sans ce dispositif. En général, la largeur de la bande occupée par un émetteur avec préaccentuation est, dans le cas d'une modulation à 100%, d'un tiers plus grande que celle produite par la déviation de fréquence. C'est ainsi que, par exemple, si la déviation est de ± 75 kHz (valeur standard en Radiodiffusion FM), la largeur de la bande effectivement occupée par l'émetteur (à 100% de modulation) est d'environ 200 kHz (soit 150 plus 50 kHz).

Le fait que la préaccentuation produit une largeur de bande plus grande pour une déviation de fréquence donnée doit toujours être pris en considération. Toutefois, il est en général peu probable qu'une surmodulation se manifeste car les composants des sons aigus sont assez faibles et la préaccentuation aura seulement pour effet de les porter au niveau des sons graves. Ils ne pourront donc, en aucun cas, provoquer une surmodulation de l'émetteur FM, bien que la variation de fréquence soit plus grande. Nous avons vu que la largeur de bande effective augmente lorsque la fréquence du signal acoustique augmente et nous savons, également, que lorsque le niveau des fréquences acoustiques élevées devient plus grand, un plus grand nombre de bandes latérales extrêmes dépassent le taux de 1%, donc ne sont plus négligeables.

Les caractéristiques de préaccentuation d'un émetteur à modulation de fréquence peuvent être représentées par un graphique (**figure 11**) montrant l'amplification du signal BF en fonction de la fréquence. La fréquence des signaux BF est portée sur l'axe horizontal; sur l'axe vertical, par contre, est indiquée, en décibels, l'amplification relative des diverses fréquences. La courbe nous montre que la sortie reste relativement constante entre 50 et 500 Hz environ, après quoi elle augmente rapidement pour atteindre son maximum à 15 000 Hz (valeur limite des fréquences transmises). Cette amplification étant chiffrée en dB (décibels), une variation de 6 dB signifie une amplitude du signal deux fois plus grande. Sur le graphique, on voit que l'amplification augmente de près de 18 dB entre 1 000 et 15 000 Hz, cela veut dire que l'amplitude a été doublée trois fois. En conséquence, un son à 15 000 Hz subit une amplification 8 fois plus grande ($2 \times 2 \times 2$) qu'un signal à 1 000 Hz.

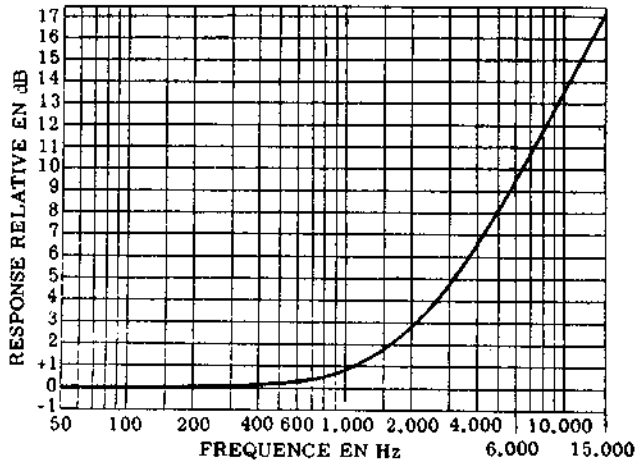


Fig. 11 - Caractéristique de préaccentuation dans un émetteur à modulation de fréquence. Ce graphique met en évidence les relations entre le signal audio d'entrée et la sortie modulée. La fréquence de la gamme des Basses Fréquences (modulation) est représentée sur l'axe horizontal. Sur l'axe vertical est indiqué la sortie correspondant à une entrée constante par rapport à la fréquence. L'amplification à 15 kHz est 8 fois plus grande (18 db) qu'à 1 000 Hz.

Désaccentuation — Dans le récepteur — nous l'avons dit plus haut — on utilise un dispositif effectuant l'opération inverse de la préaccentuation, de telle sorte que le rapport original entre les fréquences aiguës et graves se trouve restitué sans altération. La préaccentuation et la désaccentuation sont obtenues au moyen de circuits composés de résistances, de capacités et d'inductances calculés de manière à obtenir les rapports désiré entre les tensions à l'entrée et à la sortie du filtre. Les caractéristiques de la voix humaine sont très complexes, c'est pourquoi ces filtres ne constituent qu'un compromis destiné à permettre une reproduction aussi fidèle que possible avec un minimum d'éléments. Généralement, les circuits de préaccentuation et de désaccentuation sont constitués par des simples combinaisons de capacités et de résistances ou d'inductances et de résistances.

Circuit de préaccentuation — La **figure 12-A** représente un dispositif de préaccentuation constitué par une inductance et une résistance insérées dans le circuit grille d'une lampe amplificatrice BF. Dans ce circuit, la tension du signal à fréquence acoustique est appliquée aux bornes de l'inductance à travers une résistance en série avec elle. La grille de commande du tube amplificateur est reliée au sommet de l'inductance. Etant donné que l'impédance de la bobine augmente avec la fréquence — tandis que la résistance ohmique reste constante — la tension aux bornes de l'inductance augmente lorsque la fréquence du signal s'élève. Le rapport entre l'inductance et la résistance détermine la constante de temps du circuit; la caractéristique du circuit de préaccentuation peut être parfaitement déterminée en fonction de cette constante de temps. Si l'inductance est exprimée en henrys et la résistance en mégohms, la constante de temps le sera en microsecondes. Calculons, par exemple, la constante de temps d'un filtre du type représenté sur la figure 12, constitué par une résistance de 0,1 mégohm et une inductance de 7,5 henrys.

$$\text{Constante de temps} = \frac{L}{R} = \frac{7.5}{0.1} = 75 \text{ microsecondes}$$

Pour un tel filtre, le graphique de la figure 11 donne la tension de sortie en fonction de la fréquence, étant entendu que la tension d'entrée reste constante pour toutes les fréquences du spectre.

Circuit de désaccentuation — Il est évident que le dispositif de désaccentuation incorporé au récepteur doit présenter une caractéristique exactement inverse de celle du système de préaccentuation. Ceci peut être obtenu très facilement en faisant en sorte que la constante de temps du circuit à résistance-capacité de la figure 12-**B** soit égale à celle du circuit de préaccentuation de la figure 12-A. Etant donné que la réactance capacitive diminue lorsque la fréquence augmente, la tension aux bornes du condensateur diminue lorsque la fréquence du signal BF s'élève. Si la constante de temps est choisie avec soin, les fréquences élevées du spectre sont ramenées à leur niveau normal, c'est-à-dire à celui avant la préaccentuation. Si la capacité est exprimée en microfarads, la résistance en ohms, le produit RxC donnera la constante de temps en microsecondes. Par exemple, dans le circuit de la section B de la figure 12, la capacité est de 0,001 µF et la résistance est de 75 000 ohms, la constante de temps est:

$$\text{Constante de temps} = R \times C = 75\,000 \times 0.001 = 75\ \mu\text{sec}$$

elle est donc égale à celle du circuit de préaccentuation de la section A de la figure 12, composé de l'inductance et de la résistance.

LE RAPPORT SIGNAL/BRUIT

Un des plus graves inconvénients résultant de la transmission des fréquences acoustiques au moyen de la modulation d'amplitude, réside dans la sensibilité de ce type de modulation aux différents bruits parasites tant naturels (d'origine atmosphérique) qu'artificiels (d'origine industrielle). Certains des inconvénients propres à la modulation d'amplitude — tout au moins en ce qui concerne les bruits parasites et les interférences — peuvent être éliminés en utilisant la modulation de fréquence. Pour mieux comprendre pour-

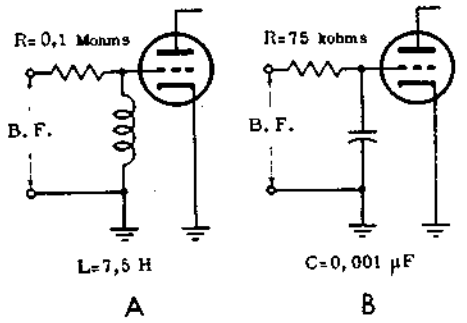


Fig. 12 - En A, circuit de préaccentuation à résistance et inductance. En B, circuit de désaccentuation à résistance et capacité, donnant une courbe inverse de celle du circuit A. Afin que le processus de désaccentuation présente des caractéristiques exactement contraires à celles de la préaccentuation, la constante de temps du circuit en B doit être égale à celle du circuit en A.

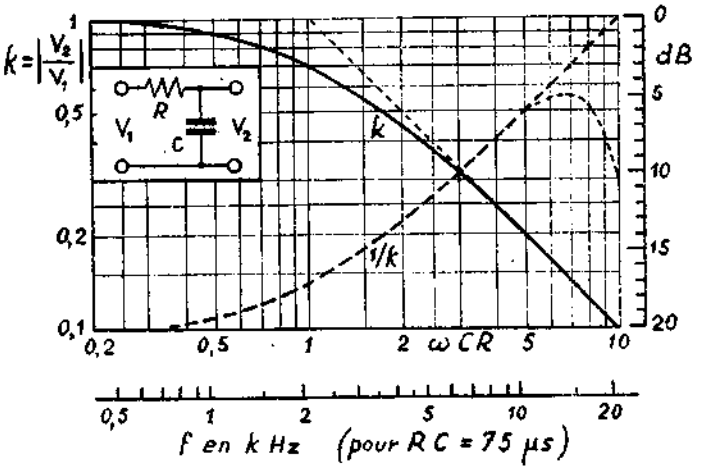


Fig. 12 bis - Caractéristique de désaccentuation (trait plein) qu'on obtient dans un récepteur avec le circuit de la figure 12 B. Par contre, la courbe discontinue représente la caractéristique inverse.

quoi le système de communication basé sur l'utilisation de la modulation de fréquence est préférable au système classique employant la modulation d'amplitude, nous devons analyser, tout d'abord, les différents types de bruits ou perturbations parasites.

Bien que la modulation de fréquence ne constitue pas le procédé le plus efficace pour éliminer ces perturbations, elle est toutefois un des systèmes les plus simples permettant d'arriver à ce résultat. La modulation transmise au moyen d'impulsions très brèves, par exemple, est certainement bien plus efficace, mais les émetteurs sont plus complexes.

La plus grande partie des perturbations radioélectriques se divise en deux catégories principales: les perturbations ou parasites produits par des impulsions ou les parasites intermittents. Les premiers sont constitués par des impulsions rapides de tension à haute fréquence qui, après détection dans un récepteur, apparaissent sous la forme d'impulsions à fréquence acoustique. Elles ont parfois une amplitude plusieurs centaines de fois plus grande que le signal à recevoir, ce qui rend impossible la réception de celui-ci.

Les principales sources de ces perturbations parasites sont constituées par les système d'allumage des moteurs à explosion, et bien que certaines dispositions aient été prises pour les éliminer, on ne peut y réussir complètement. Il persiste, en effet, une composante parasite résiduelle qui peut perturber gravement la réception des signaux faibles.

Les parasites du second type, dits intermittents, sont encore plus gênants. Ils se manifestent comme une émission étendue d'impulsions s'étendant sur une vaste gamme de fréquences. Généralement, ces parasites sont produits par les moteurs électriques, les redresseurs comportant des valves à gaz, les lignes de distribution d'énergie électrique à haute tension, et autres dispositifs électriques analogues. Les parasites produits par un petit moteur électrique, bien qu'ils soient souvent moins intenses que le signal que l'on veut recevoir, peuvent produire des perturbations insupportables, de nature à rendre cette réception difficile ou même impossible.

Ces parasites peuvent parvenir au récepteur de diverses manières: par propagation dans l'espace, ou par couplage capacitif pouvant exister entre l'antenne du récepteur et la source des perturbations. Les lignes de distribution de l'énergie électrique, auxquelles sont raccordés les appareils producteurs de parasites, peuvent induire dans une antenne voisine des tension HF correspondant aux parasites. De même, ces perturbations peuvent être reçues directement par la ligne d'alimentation branchée au récepteur.

Les parasites décrits ci-dessus ne sont pas distribués régulièrement tout au long des gammes de réception. Les parasites par impulsions sont particulièrement gênants dans la gamme comprise entre 15 et 160 MHz; les parasites intermittents sont, par contre, plus intenses sur les fréquences plus basses: ils atteignent leur intensité maximale sur des fréquences inférieures à 20 MHz.

Le parasite sera particulièrement violent si sa fréquence a une valeur telle qu'elle provoque l'entrée en résonance électrique du dispositif qui le produit. Dans ce cas, ce dernier fonctionne à la manière d'une véritable antenne d'émission.

Par exemple, les automobiles, dont les dimensions sont de l'ordre d'une demi-longueur d'onde dans la gamme des 30 MHz, produisent de très violents parasites dans cette gamme par leur système d'allumage par étincelles. Par contre, les parasites produits par une décharge électrique dans un gaz, dans les redresseuses à vapeur de mercure par exemple, ou dans tout autre appareil analogue, ont un spectre qui s'étend jusqu'aux fréquences les plus élevées avec une intensité notable: très souvent ils ne peuvent être éliminés en raison de l'impossibilité de munir ces appareils d'un blindage efficace.

Les parasites naturels susceptibles de perturber les réceptions radioélectriques ont des origines diverses mais s'apparentent qualitativement aux types décrits ci-dessus. La cause la plus fréquente est à rechercher dans les décharges électriques se produisant dans l'atmosphère, la foudre. Ces perturbations peuvent être

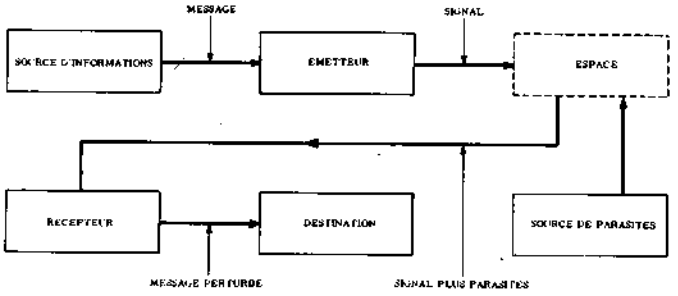


Fig. 13 - Schéma synoptique d'un système de communications mettant en évidence l'introduction, en cours de transmission, de parasites altérant la fidélité des informations.

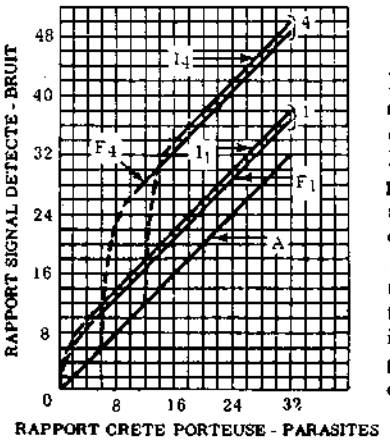


Fig. 14 - Courbe du rapport signal/bruit en fonction de la valeur de crête du rapport porteuse/parasites pour des indices de modulation de 1 et de 4. La diagonale A, figurée à titre de comparaison, indique le même rapport en modulation d'amplitude.

perçues à des milliers de kilomètres de leur lieu d'origine, car elles se propagent de la même façon que les ondes radioélectriques. L'intensité des parasites produits par les perturbations atmosphériques locales diminuent proportionnellement à l'augmentation de la fréquence; les fréquences supérieures à 40 MHz sont moins perturbées que les fréquences plus basses.

Etant donné que les perturbations d'origine atmosphériques sont plus intenses en été qu'en hiver, on peut en déduire logiquement que, pendant la saison hivernale, le niveau de ces parasites est moins élevé.

Il existe encore d'autres sources de parasites dont l'origine est extra-terrestre (bruits cosmiques) attribués à l'activité solaire. Comme il est évidemment impossible de les supprimer à leur source, il convient de recourir à d'autres procédés pour les éliminer.

Un facteur qui limite la sensibilité des récepteurs aux très hautes fréquences est le bruit de fond ou souffle produit dans le récepteur lui-même par l'agitation thermique des électrons dans les conducteurs et les fluctuations du courant électronique dans les lampes. Il se manifeste sous la forme d'un souffle plus ou moins important, perçu dans le haut-parleur.

La **figure 13** schématise un système de communication par ondes radioélectriques. La source d'information fournit des messages qui sont transmis à l'émetteur. Celui-ci, à son tour, les transforme en signaux susceptibles d'être rayonnés dans l'espace jusqu'au récepteur. Ils sont, alors, détectés et l'on retrouve à la sortie du récepteur la reproduction du message original. Mais au cours de sa transmission, le signal peut subir diverses altérations du fait des diverses perturbations et le récepteur ne peut plus donner une reproduction fidèle du signal émis. Toutefois, dans un système à modulation de fréquence, si la déviation de fréquence est suffisante, le rapport signal/bruit est largement augmenté, ce qui entraine une meilleure qualité de la reproduction.

L'effet des parasites sur une émission modulée en fréquence est très différent de celui produit sur une émission en modulation d'amplitude. Les impulsions produites par les fluctuations parasites produisent une modulation d'amplitude de la porteuse et, de ce fait, elles sont éliminées par l'étage **détecteur** lequel, dans un récepteur à modulation de fréquence **n'est pas sensible aux variations d'amplitude de l'onde porteuse.**

En modulation d'amplitude, au contraire, elles donnent lieu, à la sortie du détecteur, à un signal de modulation parasite lequel est amplifié, comme le signal de modulation utile, par les étages amplificateurs Basse Fréquences.

Si le signal modulé en fréquence est très faible par rapport aux parasites, les bandes latérales contenant le signal BF sont supprimées par l'étage détecteur. En conséquence, si la porteuse ne dépasse pas une intensité déterminée, la modulation de fréquence est pratiquement inférieure à la modulation d'amplitude. La valeur minimale nécessaire est appelée **seuil de niveau utile,** et il dépend de la déviation de fréquence. La M. d. F. n'est supérieure à la M. d.A. que lorsque le signal a une intensité supérieure à ce seuil.

La **figure 14** montre la variation du rapport signal/bruit en fonction de la valeur de crête du rapport porteuse/parasites. A titre de comparaison on a figuré par la diagonale (A) le même rapport pour la modulation d'amplitude. Les deux courbes I_1 et F_1 sont relatives à un indice de modulation en fréquence égal à 1. La courbe F_1 donne le raport signal/bruit en présence de parasites fluctuants, tandis que la courbe I_1 donne ce même rapport pour des parasites du type à impulsions. Les deux autres courbes marquées I_4 et F_4 ont été établies pour un indice de modulation égal à 4. L'amélioration due au système de modulation de fréquence commence au point où la porteuse a une intensité suffisante pour dépasser le seuil de niveau utile. C'est à partir de ces points que les courbes I_4 et F_4 s'écartent de la courbe (A) relative à la modulation d'amplitude.

Bien que cette analyse ait été faite en signaux sinusoïdaux, elle donne des résultats suffisamment valables, dans le cas d'une modulation par ondes sonores de formes complexes.

Leçon n° 77

RECEPTEURS POUR LA MODULATION DE FREQUENCE

Les émissions en Modulation de Fréquence permettent une meilleure réception, pratiquement exempte de perturbations, tant terrestres qu'atmosphériques, ainsi qu'une plus grande fidélité de reproduction.

Par fidélité, on désigne l'aptitude du circuit démodulateur du récepteur à reproduire les sons transmis sans aucune altération: cela implique un fonctionnement correct de tous les étages précédents le détecteur et de l'amplificateur Basse Fréquence. Pour cela, il faut que le récepteur ait une bande passante suffisante (en MF, en particulier) pour permettre le passage et l'amplification sans distorsion de toutes les fréquences acoustiques, fondamentales et harmoniques, composant le son original ayant servi à moduler la porteuse. Dans les émissions en modulation d'amplitude, la fréquence acoustique maximale que l'on est autorisé à transmettre (dans la gamme des Petites et Grandes Ondes) est de 4,5 kHz; par contre, en Modulation de Fréquence (dans la gamme VHF), on peut passer le 15 kHz. Ceci démontre que dans le deuxième cas, la fidélité sera infiniment plus grande. C'est pourquoi les émissions en FM ont pris un essor considérable et ont atteint en quelques années un champ d'application sensiblement égal à celui du système A.M.

L'AMPLIFICATION H.F. EN M. d. F.

Un étage amplificateur haute fréquence augmente le signal HF recueilli par l'antenne, tout en augmentant le rapport signal/bruit du récepteur. Il existe de nombreux circuits dont les caractéristiques permettent d'obtenir de bons résultats. Etant donné que l'étage amplificateur H.F, placé immédiatement après l'antenne, reçoit des signaux plus faibles que n'importe quel autre étage du récepteur, son mauvais fonctionnement a des répercussions importantes sur tous les étages successifs. L'étage HF ne doit pas être seulement un étage amplificateur des signaux; il doit éliminer la fréquence image et toutes les autres interférences voisines du signal à recevoir. En particulier — comme il s'agit généralement de récepteurs superhétérodynes pourvus d'un oscillateur local — l'étage amplificateur HF doit supprimer tout rayonnement parasite provenant de l'oscillateur, en isolant ce dernier de l'antenne. Cette précaution est particulièrement utile dans le cas, plus fréquent dans les villes, où de nombreux récepteurs fonctionnent simultanément à de faibles distances les uns des autres.

L'amplification et le souffle - Aucun étage amplificateur ne peut séparer le bruit présent dans la bande passante, des signaux utiles; il amplifie donc ces deux signaux d'une manière uniforme. Les parasites n'ont pas une phase constante, et produisent, de temps en temps (voir 76ème leçon, paragraphe « préaccentuation et rapport signal/bruit ») des battements et interférences variées qui sont également amplifiés. Les étages amplificateurs successifs du récepteur amplifient les bruits et le souffle présents dans le premier étage et y ajoutent, à leur tour, le leur. C'est généralement le premier étage du récepteur qui détermine le niveau général du bruit et du souffle: il suffit d'obtenir un gain de 5 du rapport signal/bruit dans le premier étage, pour réduire considérablement le soufle introduit par l'étage changeur de fréquence lui-même; avec un gain de 10, le souffle produit par l'étage changeur de fréquence peut être négligé complétement.

MONTAGES D'AMPLIFICATION A HAUTE FREQUENCE

Les étages amplificateurs HF des récepteurs à modulation de fréquence fonctionnent en classe A (c'est-à-dire sans courant grille), et sont de types différents cathode à la masse, grille à la masse ou plaque à la masse (c'est à couplage par la cathode ou « cathode follower »). Tous ces montages peuvent s'appliquer aux triodes, aux tétrodes ou aux pentodes, car les autres grilles (en dehors de la grille de commande) sont toutes au potentiel de la masse, en ce qui concerne la haute fréquence.

Nous connaissons déjà le circuit d'entrée d'un étage amplificateur HF, et nous savons qu'il est constitué par un transformateur dont le rôle est d'adapter l'impédance de l'antenne à l'impédance d'entrée de la lampe.

En modulation de fréquence, dont les émissions se font sur ondes métriques, la liaison de l'antenne au récepteur se fait par **câble coaxial** ou par **ligne bifilaire**. Dans le 1er cas le conducteur externe (ou gaine) est au potentiel de la masse et le circuit d'entrée est asymétrique, dans le 2ème cas, les tensions aux bornes des deux conducteurs parallèles sont égales et déphasées de 180°, c'est-à-dire de 90° par rapport à la masse.

En modulation de fréquence, les circuits accordés doivent permettre non seulement le passage de la porteuse, mais aussi de large bande de fréquences s'étendant de part et d'autre de la fréquence centrale. La

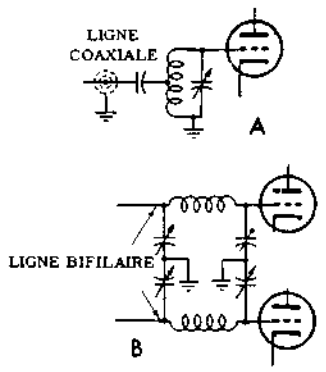


Fig. 1 - Circuits d'entrée d'amplificateurs haute fréquence.

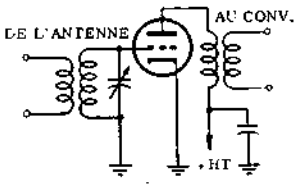


Fig. 2 A - Amplificateur HF avec cathode à la masse. Monté avec une triode, le rapport signal/bruit est bon, mais il nécessite un neutrodynage. Avec une pentode, ce rapport est moins favorable.

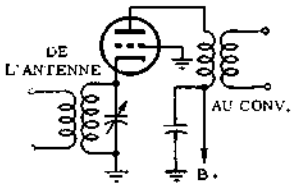


Fig. 2 B - Amplificateur avec grille à la masse. Il ne nécessite pas de neutrodynage, même avec une triode; mais l'amplification obtenue est moins forte que celle du montage précédent.

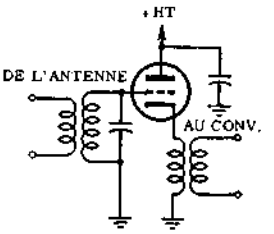


Fig. 2 C - Amplificateur HF avec plaque à la masse. Ne donne aucun gain, mais il est parfois adopté en raison de sa faible impédance de sortie.

sélectivité des circuits accordés doit donc être moins grande en modulation de fréquence qu'en modulation d'amplitude. Dans ce cas également, le degré de couplage entre le primaire et le secondaire du transformateur joue un rôle important pour l'obtention de la sélectivité convenable.

La **figure 1** représente deux circuits d'entrée pour amplificateurs à haute fréquence: l'un d'eux est du type asymétrique, pour couplage à une ligne coaxiale (A), et l'autre du type symétrique, pour ligne de transmission bifilaire (B).

Les **figures 2-A, 2-B** et **2-C** donnent les schémas de principe de trois types d'amplificateurs HF.

Le montage de la figure 2-A, avec la cathode à la masse, nous est désormais familier. Le primaire du transformateur de grille (entrée) peut être prévu pour ligne coaxiale ou bifilaire; la sortie (cicuit plaque) se fait au moyen d'un transformateur de couplage dont le primaire est inséré dans la plaque du tube. si l'on utilise une triode, comme lampe amplificatrice, il faut neutraliser la capacité grille-plaque pour éviter l'entrée en oscillations du tube. Le rapport signal/souffle est élevé si l'on emploie une triode, tandis qu'il est moins favorable — comparé aux montages que nous verrons plus loin — si l'on utilise une pentode.

Le montage de la figure 2-B, avec grille à la masse, permet l'utilisation d'une triode sans aucun neutrodynage; toutefois, son rendement est moins bon que celui du circuit précédent, en raison de la plus faible amplification qu'il procure.

Le troisième montage enfin, représenté figure 2 - C, a toujours un coefficient d'amplification inférieur à l'unité; c'est - à - dire qu'il introduit une légère atténuation du signal. L'impédance de sortie est très faible, comparée à celle d'entrée. Cet étage, malgré son manque d'amplification, est souvent adopté en raison de cette particularité qui permet de réaliser des liaisons à basse impédance entre étages. Il présente, en outre, l'avantage d'éviter les oscillations parasites et est très stable: il est fréquemment utilisé dans les récepteurs du commerce et dans les récepteurs de télévision.

On trouve également des montages amplificateurs HF à deux lampes, montées en opposition de phase (push-pull), réalisés suivant ces schémas; mais dans la majorité des cas, on utilise le montage de la figure 2-B, en reliant les deux grilles à la masse. Lorsqu'on désire obtenir une forte amplification en haute fréquence, on utilise deux étages en cascade, dans des montages variés. Nous ne nous étendrons pas sur leur fonctionnement, car il est identique à celui décrit lors de nos études sur les amplificateurs HF employés dans les récepteurs à modulation d'amplitude.

LES ETAGES MELANGEURS ET CONVERTISSEURS

Ainsi que nous le savons, l'étage convertisseur de fréquence d'un récepteur superhétérodyne fait naître un battement entre le signal recueilli par l'antenne (amplifié ou non par un étage HF) et les oscillations produites par l'oscillateur local.

Le mélange, rappelons-le, donne naissance à deux battements, l'un étant égal à la somme des deux fréquences en jeu, l'autre à leur différence. D'une manière générale, c'est le battement correspondant à la différence entre ces deux fréquences qui est utilisé comme M. F. Etant donné que les oscillations produites dans le récepteur (oscillateur local) ont une amplitude beaucoup plus grande que celles provenant de l'antenne, la pourcentage de modulation (modulation contenue seulement dans le signal reçu) du signal M. F. résultant est très faible; ceci évite la formation de bandes latérales indésirables. Dans le cas où l'oscillateur local produit des harmoniques, la sélectivité propre du circuit accordé d'entrée évite les battements indésirables et les rayonnements parasites. Les étages mélangeurs peuvent être de types différents:

Diode mélangeuse. Le schéma en est donné **figure 3.** Il n'est utilisé que pour la réception des fréquences très élevées (UHF). Il peut fonctionner en utilisant les harmoniques d'un oscillateur local de fréquence plus basse, très inférieure à celle de la porteuse du signal reçu. C'est généralement dans ces conditions que travaille un

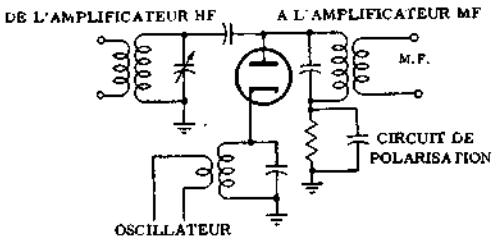


Fig. 3 - Etage mélangeur à diode. Convient à la réception des fréquences élevées (UHF) et l'oscillateur local peut fonctionner sur une fréquence beacoup plus basse que celle du signal d'entrée. Présente l'inconvénient de rayonner la fréquence de l'oscillateur.

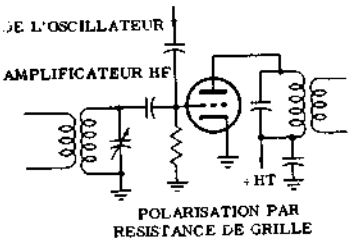


Fig. 4 A - Mélangeuse triode dans laquelle la tension de l'oscillateur local est injectée sur la grille.

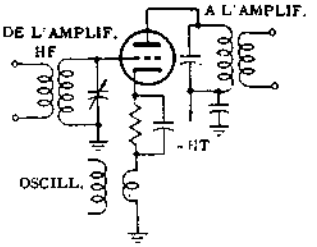


Fig. 4 B - Mélangeuse triode avec injection de l'oscillation locale par couplage inductif dans le circuit cathodique, ce qui améliore la stabilité.

tel mélangeur. Le mérite principal du convertisseur à diode, surtout si l'on utilise un cristal semi-conducteur, est de ne produire qu'un faible souffle, grâce à l'absence dans ce dernier cas de filament générateur de ronflements produits par le courant alternatif de chauffage.

Etant donné le faible découplage entre le circuit de l'oscillateur et le circuit d'antenne, on ne peut éviter un fort rayonnement de l'oscillateur local.

Le signal issu de l'oscillateur local est redressé par la diode: le courant, produit par la tension du signal de l'oscillateur, passe pendant une seule alternance, en raison du redressement, à travers la diode. Un circuit accordé, placé en série avec la cathode, rétablit la forme sinusoïdale du signal MF, tandis que la capacité propre du circuit constitue une voie de passage ou mieux, de fuite, vers la masse pour la composante haute fréquence et pour le battement supérieur (fréquence somme) qui ne nous intéresse pas. Etant donné qu'il existe une capacité entre la cathode et le filament de la diode, il est souvent indispensable de placer des bobines d'arrêt en série dans les fils d'alimentation du filament pour éviter que les oscillations soient dérivées vers la masse par cette capacité. Pratiquement, la diode fonctionne comme moyen de couplage entre les deux signaux: un transformateur placé dans son circuit anodique prélève le battement à MF selon la technique habituelle, et le transmet aux étages suivants aux fins d'amplification ultérieure.

Mélangeuse triode. Les **figures 4-A et B** montrent les deux types de montages généralement employés; la seule différence entre les deux circuits réside dans le mode de couplage de l'oscillateur local (mélangeurs additifs).

Dans le schéma de la figure 4-A, l'oscillateur est couplé directement à la grille de la triode mélangeuse au moyen d'une faible capacité, tandis que dans celui de la figure 4-B, la couplage se fait au moyen d'un transformateur placé en série dans le circuit cathodique, de la même façon que dans le montage mélangeur diode précédent. Le second circuit donne un fonctionnement plus stable en raison de la faible impédance du circuit auquel est couplé l'oscillateur.

Dans les deux cas, le battement se produit par le fait que les deux signaux provoquent des variations du courant anodique de la triode: la tension Moyenne Fréquence est recueillie aux bornes du circuit accordé placé dans la plaque et est transmise aux étages suivants par le moyen classique du couplage par transformateur.

Mélangeuse double-triode. Le montage symétrique, avec cathode à la masse, est très souvent employé pour les fréquences élevées, jusqu'à 600 MHz. Sur la **figure 5**, l'oscillateur est couplé inductivement au circuit d'entrée. L'intérêt de ce montage réside dans le fait qu'aussi bien le signal de l'oscillateur local que celui reçu par l'antenne se trouvent complètement éliminés du circuit plaque, en raison du montage symétrique, ce qui favorise le rapport signal/souffle et la stabilité. Un autre circuit comportant une double-triode est représenté sur la **figure 6**; dans ce montage, le couplage entre le signal d'antenne et celui de l'oscillateur local se fait par la cathode qui est commune aux deux sections de la triode. L'oscillateur local et le circuit d'entrée étant ainsi rendus indépendants, il n'y a aucun risque de voir se produire des oscillations parasites. Ce montage permet également d'obtenir une excellente stabilité de fonctionnement.

Mélangeuse pentode. Le montage de la **figure 7** est un de ceux qui sont le plus fréquemment utilisés dans les récepteurs à Modulation de Fréquence du commerce car, outre une excellente stabilité, il procure une amplification importante. La tension de souffle qu'il produit est deux fois plus grande que celle d'une triode ayant la même pente, ce qui est un désavantage, mais la présence de la grille-écran réduit la capacité grille-plaque du tube et évite tous risques d'oscillations parasites.

On pourrait également dans ce montage injecter la tension de l'oscillateur local sur la cathode, au moyen d'un transformateur, suivant un schéma anologue à celui de la figure 4-B, mais un tel système introdui-

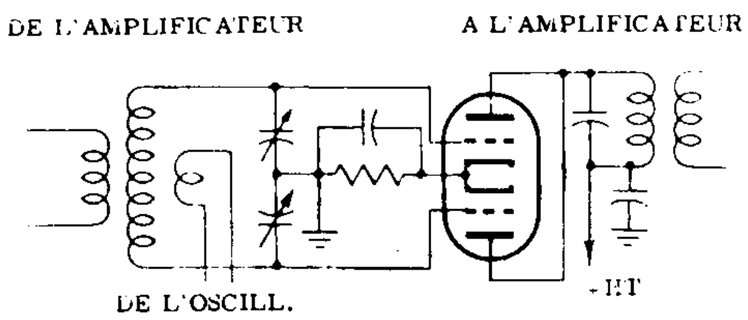


Fig. 5 - Mélangeuse double-triode du type symétrique: présente l'avantage d'un excellent rapport signal/souffle en raison de l'élimination dans le circuit plaque, du signal d'entrée et de la tension de l'oscillateur local.

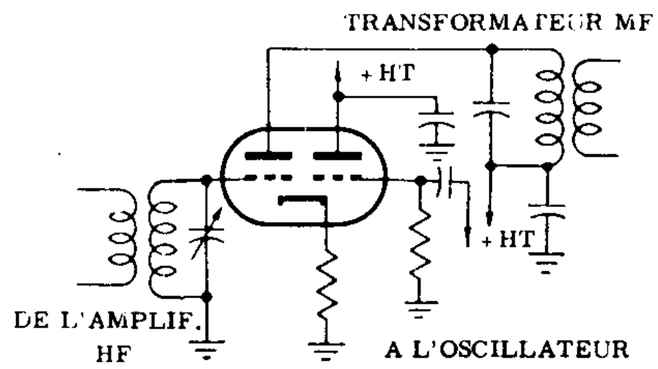


Fig. 6 - Autre mélangeuse double-triode. Le circuit d'entrée et l'oscillateur local sont mieux séparés, ce qui procure une meilleure stabilité de fonctionnement.

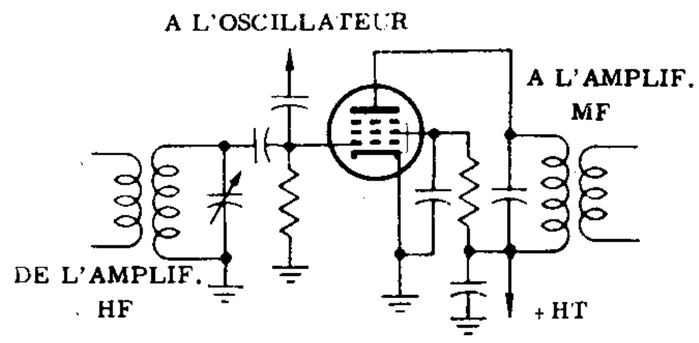


Fig. 7 - Mélageuse pentode. Très utilisée dans les récepteurs malgré un facteur de souffle élevé, en raison de la forte amplification et de la stabilité qu'elle procure.

rait une inductance dans le circuit cathodique, ce qui aurait pour effet de réduire l'amplification de l'étage.

Mélangeuse à lampes multigrilles. Un montage de ce genre est représenté sur la **figure 8**. Les convertisseuses multigrilles présentent l'inconvénient de produire un souffle important qui ne peut être éliminé malgré la forte amplification du signal d'entrée qu'elles procurent. Un inconvénient plus grave résulte du couplage par capacité interne entre la grille de commande et la grille recevant le signal de l'oscillateur local. Ce couplage nécessite la présence d'une petite capacité de neutrodynage entre ces deux grills.

En modulation de fréquence, tout comme en modulation d'amplitude, on peut concevoir un étage changeur de fréquence à lampe unique réunissant dans un même tube les fonctions de mélangeuse et d'oscillatrice locale.

Un montage de ce genre est illustré par la **figure 9**. L'oscillateur local fait appel au montage Hartley et utilise la cathode et la première grille pour entretenir les oscillations; les oscillations ainsi produites, provoquent des variations du courant anodique du tube qui se superposent à celles produites par le signal provenant de l'amplificateur haute fréquence et appliqué à la troisième grille. Il en résulte un battement à MF qui est recueilli aux bornes du primaire du transformateur de couplage placé dans l'anode de la lampe.

L'oscillateur - La stabilité de l'étage oscillateur a une importance capitale dans tout récepteur à changement de fréquence, mais cette importance est encore plus grande dans le cas des récepteurs à Modulation de Fréquence destinés à travailler sur des fréquences élevées. Les émissions à Modulation de Fréquence se font dans la bande comprise entre 87,5 et 100 MHz (bande de Radiodiffusion FM prévue par les accords internationaux) et la valeur de la Moyenne Fréquence (ou Fréquence Intermédiaire) à été fixée à 10,7 MHz; le battement étant obtenu par différence entre le signal reçu par l'antenne et celui de l'oscillateur local, la gamme de fréquences couverte par cet oscillateur s'étendra entre 98,2 et 110,7 MHz. La stabilité d'un oscillateur travaillant sur des fréquences aussi élevées dépend de nombreux facteurs, parmi lesquels nous citerons: la constance de la température, la stabilité des tensions d'alimenation et l'absence de vibrations mécaniques pouvant influer sur les composants du circuit. Les montages oscillateurs donnant les meilleurs résultats sont ceux dans lesquels l'influence des capacités inter-électrodes de la lampe oscillatrice n'a que peu d'effet sur la fréquence produite.

Le montage le plus fréquemment employé est l'oscillateur Colpitts classique ou ses dérivés. Dans ce montage, le couplage de réaction est obtenu au moyen de deux condensateurs en série, branchés en parallèle sur la capacité interne de la lampe. La capacité maximum des condensateurs en série est déterminée par la valeur requise de l'impédance de charge du circuit oscillateur générateur de la fréquence locale. Cette capacité est très faible et pour éviter les multiuples inconvenients qui résultent de l'utilisation de condensateurs de faible valeur, on monte très souvent l'oscillateur « Clapp » — dérivé du Colpitts — dans lequel les condesateurs en série font partie du circuit oscillateur et l'accord est réalisé au moyen d'un petit condensateur variable mis en série avec la bobine. Ce montage permet d'obtenir une bonne stabilité, car il n'est pratiquement pas influencé par les variations de la capacité d'entrée de la lampe. Ces deux circuits présentent toutefois l'inconvénient de ne pouvoir être accordés que dans une gamme assez peu étendue, en raison de la faible capacité du condensateur variable. Dans les cas où l'on doit pouvoir disposer d'une gamme d'accord plus étendue, on préfère employer les circuits Hartley et Armstrong, bien qu'ils soient moins stables.

Les causes d'instabilité d'un oscillateur peuvent être d'ordre électrique, mécanique ou thermique. Les premières sont imputables aux variations éventuelles des tensions d'alimentation des anodes ou des filaments, car la fréquence des oscillations dépend aussi bien de ces tensions que des autres éléments du circuit. Cette cau-

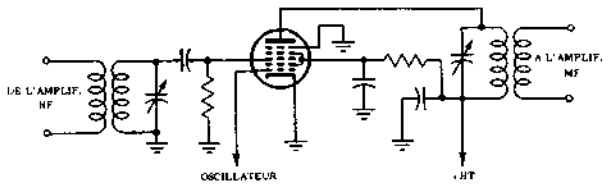


Fig. 8 - Circuit typique employant une lampe mélangeuse pentagrille. Il est caractérisé par un gain important dû à une forte pente de conversions.

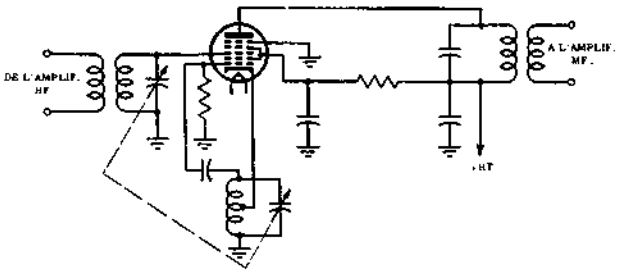


Fig. 9 - Changeuse de fréquence à lampe unique. Parmi les circuits convertisseurs, employant une seule lampe (pentagrille), il est certainement le plus typique.

se d'instabilité peut être éliminée par l'utilisation de stabilisateurs de tension. L'instabilité d'ordre mécanique est due aux variations infinitésimales des dimensions ou des distances à l'intérieur ou entre les divers composants du circuit sous l'effet des vibrations. L'unique remède consiste à ne monter que des éléments robustes et rigides, montés sur des supports anti-vibratoires. Les instabilités d'ordre thermique sont imputables aux variations de la température provoquées par la chaleur dégagée par les lampes, les transformateurs d'alimentation, etc... La technique moderne a remédié a cet inconvénient en réalisant des condensateurs céramiques dits à « faible coefficient de témperature », relativement insensibles aux variations de celle-ci.

Il existe enfin une autre cause d'instabilité qui est la présence d'humidité et à laquelle on peut remédier en imprégnant ou en recouvrant les éléments sensibles d'une substance appropriée, en les enfermant dans une enveloppe hermétique.

L'AMPLIFICATEUR MOYENNE FREQUENCE

Etant donné que la tension du signal à la sortie de l'étage mélangeur est de l'ordre de quelques microvolts, alors que celle nécessaire au fonctionnement correct et linéaire du démodulateur doit être de quelques volts, il est clair que l'amplificateur Moyenne Fréquence devra amplifier le signal de 100 000 à 1 000 000 de fois. Ceci peut être obtenu avec un nombre d'étages amplificateurs variable selon le type de démodulateur. En outre, tout comme dans un superhétérodyne à modulation d'amplitude classique, l'amplification Moyenne Fréquence détermine le degré de sélectivité du récepteur; elle doit être suffisante pour permettre l'amplification sans distorsion de la bande transmise par l'émetteur, tout en permettant une bonne réjection des signaux susceptibles d'interférer, produits par des émetteurs fonctionnant sur les canaux adjacents à celui sur lequel est accordé le récepteur.

La sélectivité d'un amplificateur moyenne fréquence est déterminée par la largeur de sa bande passante, c'est-à-dire de la bande des fréquences faisant l'objet de l'amplification maximale. Pour obtenir l'amplification totale nécessaire avec une largeur de bande suffisante, il faut employer deux ou trois étages.

La **figure 10** donne le schéma d'un amplificateur moyenne fréquence à trois étages. Chacun des huit circuits accordés placés entre la sortie de la mélangeuse et l'entrée de l'étage démodulateur, a une courbe de réponse en forme de « cloche ».

La courbe de réponse totale de l'amplificateur résulte de la superposition des courbes de chaque circuit accordé. La largeur de la bande passante au sommet de la courbe, de chaque circuit accordé dépend du Q du circuit; elle est donnée par la relation suivante:

$$\text{Largeur de bande en kHz} = \frac{\text{fréquence centrale en kHz}}{Q}$$

Quand on utilise deux circuits accordés ayant le même Q, couplés entre eux au couplage critique, la bande passante du transformateur ainsi constitué est plus étroite que celle des deux circuits pris séparément.

Si nous supposons que chaucun des huit circuits accordés produit une atténuation de 3 db pour les fréquences distantes de 50 kHz de la porteuse, ces fréquences seront atténuées de: $3 \times 8 = 24$ dB.

Ceci montre comment la largeur de bande diminue lorsque le nombre des étages augmente, la sélectivité s'accroît donc avec le nombre des étages MF.

Dans les récepteurs à M. d. F. prévus pour la réception des ondes de fréquence relativement basse, il est nécessaire de prévoir une sélectivité suffisante: mais on doit garder présent à l'esprit que l'augmentation de sélectivité d'un étage en augmente le gain d'amplification. En raison des difficultés dérivant de la présence de réactions inductives et capacitatives et des risques d'instabilité, il existe une limite à l'amplifica-

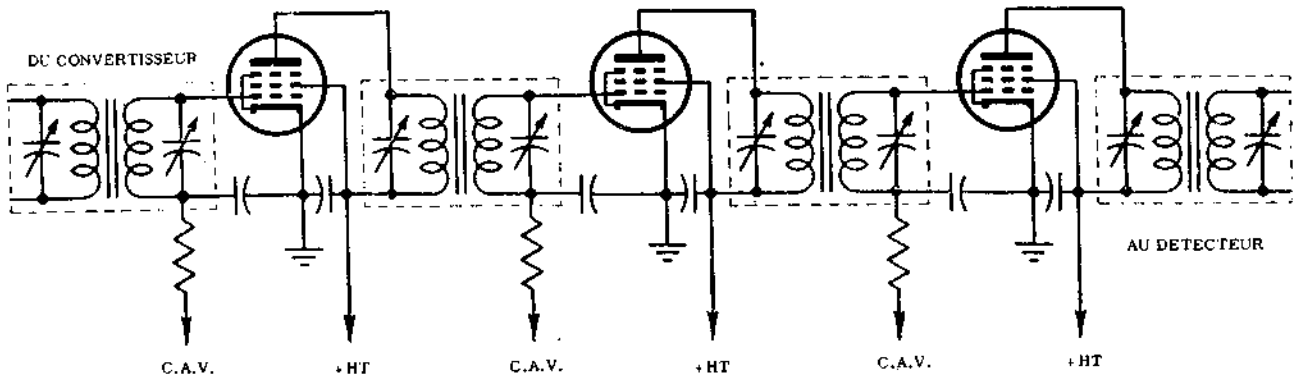


Fig. 10 - Amplificateur moyenne fréquence à trois étages. Il comporte huit circuits accordés et sa courbe de réponse totale est la résultante de toutes les courbes de ces circuits. Chaque étage diminue la largeur de la bande passante, c'est-à-dire augmente la sélectivité.

tion que l'on peut obtenir d'un amplificateur à M.F.

Il est rarement possible d'obtenir une sélectivité suffisante avec un seul étage amplificateur à moyenne fréquence et comme il faut, en outre, avoir une amplification importante, un minimum de deux étages est indispensable.

Il existe des récepteurs dans lesquels la conversion de fréquence se fait en deux étapes: dans ces appareils, dits à **double changement de fréquence**, l'amplificateur moyenne fréquence est divisé en deux parties fonctionnant sur deux fréquences différentes, séparées par un second étage convertisseur semblable au premier. Ce procédé permet d'obtenir une forte amplification et une parfaite réjection de la fréquence image et réduit les risques d'instabilité. En effet, le premier amplificateur moyenne fréquence fonctionnant sur une fréquence plus élevée permet l'élimination facile de la fréquence image, tandis que le second, travaillant sur une fréquence plus basse, donne la sélectivité nécessaire.

Par contre, dans les récepteurs destinés à fonctionner sur des fréquences très élevées, (cas de la réception de la Radiodiffusion à modulation de fréquence dans la bande des VHF), la double conversion est inutile car les cannaux adjacents sont suffisament séparés les uns des autres pour éliminer les risques d'interférences.

Un amplificateur moyenne fréquence à couplage par transformateurs, tel que celui illustré sur la figure 10, possède une courbe de sélectivité qui dépend du degré de couplage entre le primaire et le secondaire de chaucun des transformateurs. La **figure 11** montre les courbes de réponse obtenues suivant les différents degrés de couplage. Etant donné que les bandes latérales s'étendent sur plusieurs dizaines de kilohertz de part et d'autre de la fréquence centrale, il est indispensable que la courbe présente une partie plate aussi large que possible à son sommet. Il faut, en outre, que les flancs soient suffisamment abrupts, au delà des limites de la bande passante, pour atténuer les canaux adjacents. En choissant le degré de couplage, de telle sorte que le coefficient «k» soit égal à 0,015, on peut obtenir avec un grand avaient avant écrêtage. nombre d'étages, une courbe de réponse totale dont le « k » soit égal à 1. La valeur du coefficient k est donné par la formule:

$$\text{coefficient de couplage « k »} \leq \frac{1}{\sqrt{Q_p \times Q_s}}$$

dans laquelle Q_p et Q_s sont les valeurs respectives des coefficients de surtension Q du primaire et du secondaire des transformateurs. Si le primaire et le secondaire on la même valeur que Q, égale à 66,7, en appliquent la formule on trouve:

$$k = \frac{1}{\sqrt{66,7 \times 66,7}} = \frac{1}{66,7} = 0,015$$

La courbe de réponse d'un tel transformateur est représentée sur la figure 11, courbe marquée 0,015.

Nous savons pourquoi un transformateur de couplage détermine la sélectivité et le gain d'un étage. Ces transformateurs sont régables et doivent être accordés soigneusement pour fournir le rendement optimum. Les transformateurs MF peuvent être accordés au moyen de condensateurs ajustables branchés en parallèle sur les bobinages, les condensateurs placés à leurs bornes étant alors fixes. Le degré de couplage entre les deux enroulements est réglé une fois pour toutes par le constructeur en plaçant ces bobinages à la distance convenable l'un de l'autre. Les transformateurs travaillant sur une fréquence plus basse, dans le cas de récepteurs à double changement de fréquence, sont construits de la même manière.

L'amplificateur moyenne fréquence doit apporter le maximum de sélectivité sans couper pour autant les bandes latérales: en d'autres termes, la courbe de réponse doit être absolument symétrique de part et d'autre de la fréquence centrale, pour éviter qu'une bande latérale soit plus amplifiée que l'autre, ce qui entraînerait une distorsion considérable du signal reçu.

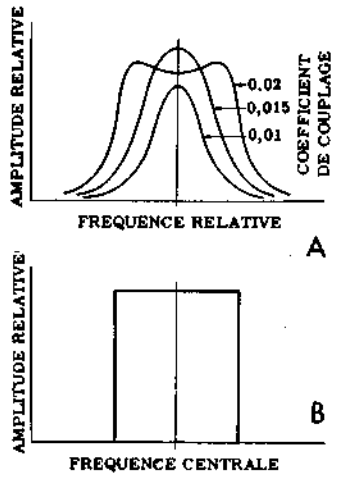


Fig. 11 - A) courbe de réponse d'un transformateur moyenne fréquence, en fonction du coefficient de couplage « k ». B) réponse idéale.

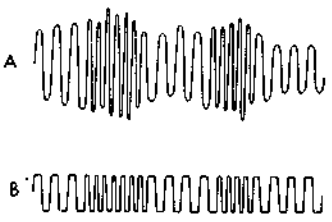


Fig. 12 - En A, onde modulée en fréquence ayant subit une modulation d'amplitude. En B, la même onde après passage dans l'étage limiteur.

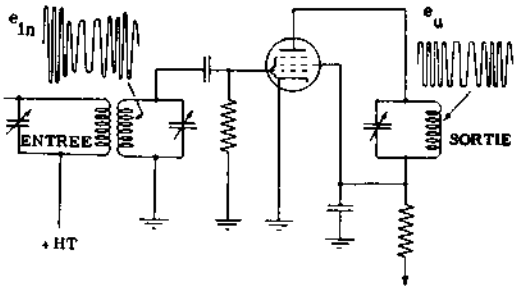


Fig. 13 - Montage limiteur d'amplitude. La tension anodique et la tension d'écran ont été volontairement réduites: le signal d'entrée atteint facilement le cut-off et un écrêtage se produit.

Le réglage d'un amplificateur moyenne fréquence consiste en l'alignement de tous les circuits accordés des différents transformateurs en suivant un processus qui nous expliquerons. Comme dans le cas de la modulation d'amplitude, cet alignement doit être fait très soigneusement pour obtenir la plus forte amplification possible, compatible avec le degré de sélectivité et la fidélité de reproduction exigés.

Une autre qualité primordiale d'un amplificateur M. F. est la stabilité de son fonctionnement; elle ne peut être obtenue que par l'utilisation de composants de qualité, un réglage minutieux et un montage très soigné.

Il faut que toutes les connexions soient rigides pour éviter que des variations accidentelles de capacité viennent fausser l'alignement et déformer la courbe de réponse d'un ou de plusieurs étages. On doit éviter tous les couplages parasites susceptibles d'introduire des réactions indésirables sur certaines fréquences.

L'ETAGE LIMITEUR

Le rôle de l'étage limiteur est d'éliminer toute trace de modulation d'amplitude; en effet, **le signal entrant dans l'étage démodulateur doit avoir une amplitude rigoureusement constante.** Les signaux modulés en fréquence, émis par l'émetteur ont une fréquence qui varie de part et d'autre d'une fréquence centrale, sous l'effet de la modulation; toutefois, pendant le trajet qu'ils effectuent pour atteindre le récepteur, ils subissent des variations d'amplitude sous l'effet des conditions de propagation souvent irrégulières et des nombreux facteurs extérieurs générateurs de perturbations. Ces variations d'amplitude sont amplifiées par les différents étages du récepteur (étage convertisseur et amplificateur M.F.) placés avant le limiteur. A l'entrée de cet étage, l'onde modulée en fréquence se présente suos l'aspect représenté sur la **figure 12-A.** En passant dans l'étage limiteur d'amplitude, les signaux sont écrêtés, « rabotés », et à la sortie de cet étage ils ont la forme de la figure 12-**B.**

La **figure 13** donne le schéma de principe d'un étage limiteur d'amplitude par courant grille: il s'agit là d'une pentode à forte pente polarisée par courant grille. Les tensions de plaque et d'écran étant fixées à une valeur très faible, la suppression du courant anodique se produit facilement pour des signaux d'entrée ayant une amplitude de quelques volts. Le fonctionnement de cet étage est illutré sur la **figure 14** qui représente la courbe i_D - v_g du tube: le mode de polarisation adopté (polarisation par résistance de grille de forte valeur), est tel que les crêtes positives du signal portent la grille de commande à un potentiel positif, ce qui donne naissance au courant grille. Supposons qu'un signal dont l'amplitude est supérieure à la tension de cut-off soi appliqué à la grille du tube. Une tension de polarisation de valeur égale à l'amplitude de crête se développe et un courant grille prend naissance pendant une petite fraction del'alternance positive (pointes indiquées en noir sur le cassin).

Dautre part, le courant anodique passe pendant presque toute l'alternance positive.

Dès que l'amplitude du signal augmente, la polarisation augmente, tandis que la tension critique de grille reste la même. De ce fait, le courant anodique ne subit que de très faibles variations. L'intensité du courant anodique de l'étage limiteur d'amplitude garde donc une valeur constante pour tous les signaux dont l'amplitude est suffisante pour produire une tension de polarisation plus télevée que la tesion de cut-off.

Cette limitation n'a aucun effet sur la variation de fréquence de l'onde et, en raison de l'effet de « volant » produit par le circuit oscillant placé dans la plaque de la limiteuse, les signaux sont transmis à l'étage démodulateur sous la même forme sinusoïdale qu'ils Lorsque l'amplitude des signaux est inférieure à celle définie, l'action de l'étage limiteur disparaît et la lampe fonctionne en étage amplificateur MF ordinaire. Il faut donc que les étages qui précèdent le limiteur fournissent une amplification suffisante pour que ce dernier fonctionne correctement, même sur les signaux faiblement reçus.

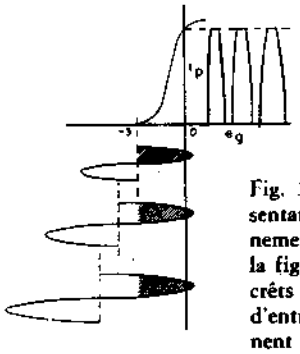


Fig. 14 - Courbes représentatives du fonctionnement du limiteur de la figure précédente. Les crêts positives du signal d'entrée (en bas) donnent naissance à un courant grille. Le courant plaque passe pendant presque toute la durée de l'alternance positive et reste constant: on obtient la forme d'onde de sortie visible à droite.

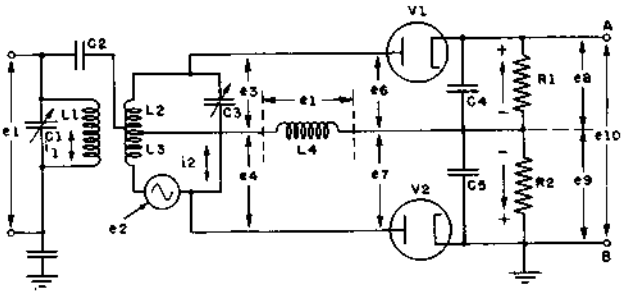


Fig. 15 A - Démodulateur pour FM du type discriminateur. La tension de sortie e_{10} change de polarité et d'amplitude en fonction des variations de fréquence de la tension d'entrée e_1.

Il existe divers types d'étages demodulateurs, ou détecteurs, pour la modulation de fréquence: chacun d'eux présente des avantages et des inconvénients particuliers. Les deux principaux sont: le **discriminateur** de Foster-Seeley et le **détecteur de rapport**. On trouve également d'autres démodulateurs, appelés à **oscillateur bloqué**.

La démodulation obtenue en **travaillant sur la pente** d'un circuit oscillant mérite d'être mentionnée en raison de sa très grande simplicité. On utilise pour cela un détecteur d'amplitude classique que l'on fait travailler sur un des flancs de la courbe de réponse d'un transformateur moyenne fréquence. Les variations de fréquence de la porteuse son ainsi converties en variations d'amplitude, d'une manière qui n'est pas parfaitement proportionnelle (la courbe de réponse d'un amplificateur moyenne fréquence étant en forme de « cloche ». Le détecteur d'amplitude normal fait apparaître à son tour la modulation de la manière classique. Le démodulateur par le flanc de la courbe a un rendement assez faible, car la partie linéaire de sa caractéristique de travail s'étend seulement sur quelques dizaines de kHz, alors que l'exurcusion en fréquence est de l'ordre de 200 kHz ou plus. Cependant n'importe quel récepteur pour modulation d'amplitude peut recevoir et reproduire, avec des distorsions plus ou moins grandes, un signal modulé en fréquence, en le désaccordant légèrement d'un côté ou de l'autre de la porteuse.

DEMODULATEURS POUR LA M. d. F.

Discriminateurs. — La **figure 15 - A** en donne le schéma de principe. Le discriminateur doit être précédé d'un ou deux étages limiteurs, car il est sensible aux variations de fréquence et aux variations d'amplitude et ces dernières ne nous intéressent pas. Il a pour fonction principale de fournir une tension de sortie e_{10} variant en amplitude sous l'effect des variations de la fréquence du signal d'entrée e_1.

Toutes les variations éventuelles de l'amplitude du signal doivent être éliminées avant son application à l'entrée du discriminateur. Cette tension d'entrée, e_1, est appliquée aux bornes du circuit accordé. Le courant i_1 est en retard de 90° sur la tension e_1. La tension induite e_2, est en retard également de 90° sur i_1, ce qui fait que e_2 est déphasée de 180° sur e_1 (graphique vectoriel de la section 1 de la figure 15-**B**).

L'inductance L_4 est branchée en parallèle sur le circuit accordé d'entrée à travers C2 et C5 et, comme la réactance de ces condensateurs est négligeable à la fréquence de résonance, la tension e_1 se trouve être intégralement appliquée aux bornes de L_4. Supposons pour l'instant, que le signal reçu ait une fréquence constante: dans ce cas, le courant induit i_2 est en phase avec e_2, figure 15-B (sections 2 et 3). Les tensions e_3 et e_4 sont produites par les chutes de tension inductives aux bornes de L_2 et L_3 et sont donc en opposition de phase. Si nous nous reportons aux figures 15-A et 15-B (section 3), nous remarquerons que e_6, tension appliquée à la diode détectrice V_1, est la somme vectorielle de e_1 et de e_3, et que e_7, tension appliquée à l'autre diode V_2, est égale à la somme de e_1 et de e_4.

La tension de sortie redressée par V_1 est e_8, tandis que celle issue de V_2 est e_9, et la tension de sortie totale e_{10} est égale à la somme algébrique des deux. La section 3 de la figure 15-B, montre que e_6 et e_7 sont égales quand la fréquence du signal reçu est constante, c'est-à-dire en l'absence de modulation de fréquence. e_8 et e_9 ont donc des amplitudes égales et opposées; e_{10}, est nulle.

Pour les fréquences **inférieures** à celle de la porteuse, i_2 est en avance sur e_2, car X_{C3} est plus grand que $X_{L2} + X_{L3}$; dans ce cas, e_3 et e_4 sont encore en opposition de phase, mais chacune d'elles est déphasée de 90° sur i_2. Il est clair que e_7 est plus grande que e_6, et que e_9 est plus grande que e_8. Il en résulte que le point A devient négatif par rapport à la masse, déterminant ainsi une tension de sortie négative.

Si la fréquence du signal reçu est supérieure à celle de la porteuse non modulée, le phénomène inverse se produit et le point A devient positif par rapport à

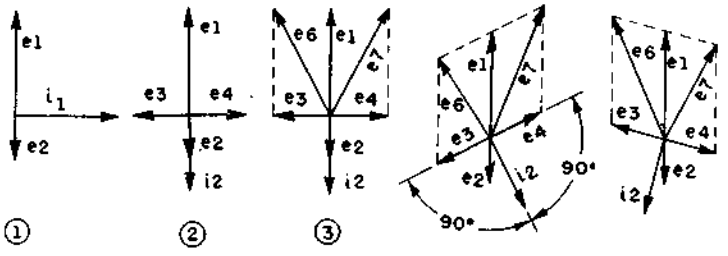


Fig. 15 B - Représentation vectorielle des différents courants et tensions dans le fonctionnement du discriminateur de la figure précédente. En l'absence de modulation, fréquence d'entrée constante, les tensions e_6 et e_7 ont la même amplitude (3); lorsque la fréquence varie, on a une des deux situations représentées à droite.

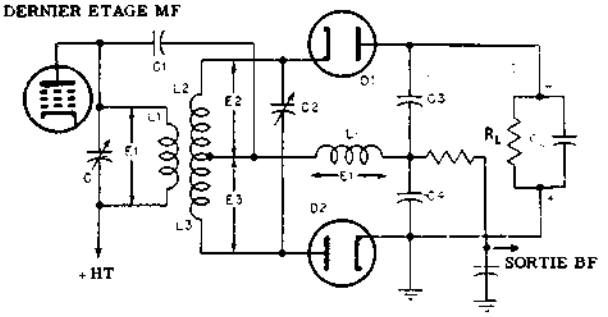


Fig. 16 - Détecteur de rapport pour FM. Les deux diodes sont en série; les tensions aux bornes de C_3 et de C_4 varient en fonction des variations de la fréquence, mais leur somme reste constante. La tension BF est recueillie entre le point de jonction de C_3 et C_4 et la masse.

la masse, ce qui donne une tension de sortie positive. Il est évident que toutes les variations de la fréquence du signal reçu se traduisent par des variations d'amplitude et de polarité instantanée de la tension de sortie, laquelle constitue le signal basse fréquence que l'on désire obtenir.

Détecteur de rapport. — Dans ce type de démodulateur (**figure 16**), les deux diodes sont branchées en série et le courant dans la résistance de charge R_L passe toujours dans le même sens. La polarité du signal de sortie, quand le courant passe de la plaque de D_1 à la cathode de D_2, est celui indiqué par la flèche sur la figure. Quand une tension non modulée, de fréquence constante, est appliquée au primaire du transformateur, on obtient aux bornes du secondaire deux tensions égales (E_2 et E_3) de polarités instantanées opposées par rapport à la prise médiane.

Ces tensions sont redressées par les diodes, de telle sorte que la tension de sortie recueillie aux bornes de la résistance de charge est égale à leur somme. La capacité C_L se charge sous l'effet de cette tension. La constante de temps du circuit R_L C_L est grande vis-à-vis de la fréquence acoustique la plus basse. Etant donné que la tension aux bornes de C_L est constante, la somme des tensions aux bornes de C_3 et de C_4 doit l'être également. Lorsque la fréquence de la porteuse varie sous l'effet de la modulation, les tensions de C_3 et de C_4 varient également, tandis que leur somme reste constante et égale à la charge de C_L. Si la fréquence diminue, C_4 se charge davantage que C_3, et inversement, d'où il résulte que la tension présente entre le point de jonction des deux condensateurs et la masse varie en fonction du rapport entre les tensions aux bornes de C_3 et de C_4, suivant ainsi les variations de la fréquence du signal. Ces variations de tension constituent le signal basse fréquence que l'on désire obtenir et qui peut être amplifié de la manière habituelle. Plus la variation de la fréquence est importante, plus forte sera la tension de sortie. Les variations fortuites de l'amplitude du signal d'entrée appliqué au transformateur tendent à faire varier la tension présente aux bornes de C_3 et de C_4. Etant donné la forte constante de temps du circuit R_L C_L, la tension de sortie du détecteur de rapport ne peut suivre assez rapidement les variations d'amplitude: c'est pourquoi le détecteur de rapport est pratiquement insensible aux variations d'amplitude d'un signal.

Les détecteurs de rapport peuvent fonctionner avec de faibles tensions d'entrée, de l'ordre de 100 mV. Il n'est donc pas nécessaire de prévoir une amplification excessive de la part des étages précédents, ce qui présente l'avantage de réduire le niveau du briut de fond propre au récepteur lui-même. Le détecteur de rapport a néanmoins certains inconvénients: sensibilité aux parasites impulsionnels, aux évanouissements du signal (fading), plus grande difficulté d'alignement et construction plus délicate du transformateur. En effet, le couplage des enroulements est très critique et les capacités parasites ont une influence beaucoup plus importante.

L'AMPLIFICATEUR B.F. DES RECEPTEURS F.M.

La modulation de fréquence permet des transmissions de meilleure qualité, la gamme des fréquences sonores pouvant être émises et reçues étant plus étendue que dans les systèmes à modulation d'amplitude. Pour cette raison, et pour retirer tout le bénéfice d'une telle transmission, l'amplificateur basse fréquence qui fait suite au démodulateur doit être d'excellente qualité et doit entrer dans la catégorie des amplificateurs dits **à haute fidélité**. En raison de l'extension du spectre sonore transmis par les émetteurs F.M., les capacités de couplage entre les divers étages de l'amplificateur doivent avoir une valeur plus élevée, les transformateurs plus soignés et l'on doit s'efforcer de restituer les fréquences les plus élevées du spectre sonore sans distorsion. Ceci permet la reproduction des harmoniques des fréquences acoustiques, avec comme résultat une réception plus fidèle et une restitution du timbre des instruments.

Leçon n° 78

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 76 et 77

N. 1 — Quels sont les facteurs qui — en principe — déterminent la grandeur de l'amplification en haute fréquence nécessaire dans un récepteur de Radio ?

N. 2 — Quelle est la classe normale de fonctionnement des étages amplificateurs HF ?

N. 3 — Quels sont les étages qui diffèrent le plus dans les récepteurs pour AM de ceux pour FM ?

N. 4 — Quel est le rôle principal de l'étage HF dans un récepteur à modulation de fréquence ?

N. 5 — Comment peut-on stabiliser la fréquence du signal produit par l'oscillateur local ?

N. 6 — Pourquoi doit-on employer, en modulation de fréquence, un plus grand nombre d'étages amplificateurs moyenne fréquence, qu'en modulation d'amplitude ?

N. 7 — Comment peut-on augmenter la sélectivité d'un récepteur à modulation de fréquence ?

N. 8 — De quoi le facteur de bruit dépend-il?

N. 9 — Comment peut-on définir l'étage mélangeur ?

N. 10 — A quoi sert un étage limiteur d'amplitude ?

N. 11 — Quel est son rôle indirect ?

N. 12 — Quels sont les étages dont dépendent — en principe — la sensibilité et la sélectivité du récepteur ?

N. 13 — Quels sont les éléments dont dépend la stabilité d'un récepteur FM ?

N. 14 — Quelle est la différence principale entre un détecteur pour AM et un démodulateur pour FM ?

N. 15 — Quels sont les avantages et les inconvénients du discriminateur ?

N. 16 — Quels sont les avantages et les inconvénients du détecteur de rapport ?

N. 17 — Pour quelle raison la modulation de fréquence est-elle préférable à la modulation d'amplitude ?

N. 18 — En quoi diffère l'amplificateur BF d'un récepteur à modulation d'amplitude de celui d'un récepteur à modulation de fréquence ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 595

N. 1 — L'accord sur la même fréquence de tous les étages MF et l'alignement réciproque des étages HF et de l'oscillateur local.
N. 2 — Lorsque, la musicalité et la sensibilité laissent à desirer bien que les éléments et les tensions soient corrects.
N. 3 — Avec un générateur et un voltmètre de sortie.
N. 4 — Aux bornes de la bobine mobile du haut-parleur ou d'une résistance équivalente (sensibilité de l'instrument 10 volts) ou aux bornes du primaire du transformateur de sortie, avec interposition d'un condensateur de 0,1 μF, T.S. 500 volts. (sensibilité 100 volts).
N. 5 — Elle se compose d'un circuit R C L, placé en série avec le générateur, qui a pour fonction de simuler l'arrivée d'un signal par l'antenne: elle évite en particulier le désaccord du circuit d'entrée sous l'effet du branchement du générateur.
N. 6 — Il est constitué par un oscillateur HF commutable pouvant être accordé sur les fréquences désirées, d'un étage amplificateur avec atténuateur de sortie et d'un oscillateur BF pour moduler la porteuse HF.
N. 7 — A partir de l'étage le plus proche de la partie BF, c'est-à-dire du dernier transformateur MF. En sens inverse.
N. 8 — Il doit délivrer, outre la MF, deux fréquences correspondant à peu près aux extrémités des gammes à aligner (600 et 1 200 kHz pour les Ondes Moyennes). Pour les Ondes Courtes, ces fréquences sont différentes selon le type de récepteur.
N. 9 — La diminution de la variation de la capacité d'un condensateur variable par mise en série d'un condensateur fixe de faible valeur. Ce procédé permet une exploration de gamme plus réduite pour une rotation de 180°.
N. 10 — Dans les gammes des Ondes Courtes et Très Courtes.
N. 11 — On doit choisir la position correspondant à la capacité minimale. Avec ce réglage, la fréquence de l'oscillateur local est plus élevée que la fréquence du signal et le battement MF est obtenu par différence entre les deux signaux, ce qui permet un meilleur alignement des circuits.
N. 12 — Non, car dans le cas contraire l'action de la C.A.V. nuirait à l'évaluation correcte du maximum de la tension de sortie.
N. 13 — Vers le centre de l'échelle.
N. 14 — Il faut régler le potentiomètre pour obtenir l'amplification BF maximale et placer l'atténuateur du générateur sur une position donnant une déviation de l'aiguille au milieu de l'échelle du voltmètre.
N. 15 — Il faut mettre en série dans les fils reliant le générateur au récepteur un condensateur de 10 000 pF (500 volts) sur le fil de masse et un de 1 000 pF sur le conducteur central. Par l'alignement sur Ondes Moyennes et Courtes la valeur de ce condensateur sera réduite à 200 pF. Une meilleure précaution consiste à alimenter le récepteur au moyen d'un transformateur d'isolement du secteur.
N. 16 — Les mains de l'opérateur et les corps conducteurs doivent être suffisamment éloignés des circuits non blindés, pour éviter de désaccorder ces circuits sous l'effet des capacités parasites.

LE DECIBEL

Nous avons parlé, jusqu'ici — soit sommairement, soit d'une manière approfondie — d'à peu près toutes les unités de mesure électriques, d'un certain nombre d'unités physiques, mécaniques, etc... Nous avons ainsi rencontré un très grand nombre de grandeurs utilisées dans les sciences exactes.

Particularité intéressante, **chacune de ces unités exprime une grandeur bien définie**, en fonction de laquelle il est possible d'en déterminer d'autres.

Nous pouvons, ainsi, affirmer que les unités « mètre », « centimètre », « litre », « kilogramme », sont des grandeurs bien déterminées, ne pouvant être confondues entre elles. Il en est de même pour les unités électriques et nous savons comment définir exactement le «volt », « l'ampère », « l'ohm », etc...

Cette caractéristique, par contre, fait défaut au « décibel », dont nous allons parler ci-dessous. Cette unité de mesure, en effet, n'indique pas une grandeur bien déterminée, mais, au contraire, **un rapport entre deux grandeurs.**

Pour éclaicir ce concept de rapport nous pouvons nous servir d'un exemple: si nous disons que la distance entre Paris et Marseille est de 780 kilomètres, nous employons une grandeur bien définie (le mètre, et par commodité le kilomètre); par contre, si nous disons que la distance entre Paris et Marseille est égale à deux fois la distance entre Paris et Dijon, nous pouvons évaluer la distance entre Paris et Marseille.

Dans notre domaine, nous référant, par exemple, à l'amplification fournie par un tube électronique, nous pouvons dire que la puissance délivrée par un étage déterminé (puissance de sortie) est égale à 10 fois la puissance appliquée à l'entrée. Dans ce cas, le rapport entre ces deux puissances est égal à 10 : 1, soit 10.

La valeur ainsi trouvée est exprimée en « Bel » et correspond, dans notre cas, à 1 Bel. En réalité, l'unité « Bel » est rarement utilisée et pour la commodité des calculs on emploie généralement le **dixième du Bel**, soit le **décibel**. En d'autres termes, 1 Bel = 10 décibels (en abrégé, 10 dB).

C'est dans l'utilisation d'un tel système, pour exprimer le rapport entre deux grandeurs que se révèle l'utilité des logarithmes, car c'est sur eux que sont basés tous les calculs d'amplification (décibels positifs) ou d'atténuation (décibels négatifs).

Le décibel est couramment utilisé pour chiffrer certaines caractéristiques des circuits électroniques, particulièrement dans le cas des amplificateurs, des antennes, des appareils de mesure, etc...

L'oreille humaine n'a pas une réponse linéaire aux changements de niveaux de puissance et d'énergie. Supposons, par exemple, qu'un amplificateur fournit une note pure avec une puissance acoustique effective de 1 watt. L'expérience démontre que pour obtenir, de notre oreille, une sensation de puissance acoustique deux fois plus forte, la puissance effective de l'amplificateur doit être dix fois plus forte, c'est-à-dire doit être portée à 10 watts.

De même, pour que l'oreille perçoive une sensation trois fois plus intense, la puissance doit être 100 fois plus grande, de 1 watt elle doit être portée à 100 watts. Pour donner une sensation 4 fois plus forte, la puissance de sortie effective doit être 1 000 fois plus grande, c'est-à-dire de 1 000 watts, et ainsi de suite.

Inversement, pour que l'oreille perçoive une sensation deux fois moins forte que celle que lui procure l'amplificateur de 1 watt, il faut que la puissance soit réduite au dixième de sa valeur initiale, soit à 0.1 watt.

Dans tous les cas ci-dessus, les variations de puissance peuvent être commodément exprimées en décibels.

Le décibel est égal à 10 fois le logarithme de base 10 du rapport entre deux puissances P1 et P2. Si ce rapport est plus grand que 1 (c'est-à-dire si P1 > P2) on a des décibels positifs (amplification); par contre si le rapport est plus petit que 1 (c'est-à-dire P1 < P2), on a des décibels négatifs (atténuation).

Ceci s'exprime mathématiquement par l'égalité :

$$dB = 10 \log \frac{P1}{P2} \qquad (1)$$

dans laquelle P1 et P2 sont les deux puissances exprimées en watts.

La fonction logarithmique s'introduit ici simplement du fait que — comme nous l'avons dit plus haut — la sensibilité de l'oreille humaine suit une courbe logarithmique.

En reprenant les exemples ci-dessus, nous pouvons chiffrer en décibels les rapports entre P1 (puissance nécessaire pour donner une sensation auditive différente) et P2 (puissance disponible au départ).

Exemples:

Si la puissance devient 10 fois plus grande, nous avons:

$dB = 10 \log (P1 : P2) = 10 \log (10 : 1 = 10 \log 10$

le logarithme de 10 étant 1, l'expression devient:

$$dB = 10 \log 10 = 10 \times 1 = 10$$

l'augmentation de puissance est donc de 10 dB.

Si la puissance devient 100 fois plus grande, nous avons: $dB = 10 \log (100 : 1) = 10 \log 100$

le logarithme de 100 étant 2, il vient:

$$dB = 10 \log 100 = 10 \times 2 = 20$$

l'augmentation de puissance est donc de 20 dB.

Si la puissance devient 1 000 fois plus grande, on a:

$$dB = 10 \log 1\,000 = 10 \times 3 = 30$$

l'augmentation de puissance est donc de 30 dB.

Dans le cas d'une diminution de la puissance, à un dixième de la puissance initiale on a P2 > P1, et le rapport entre les deux puissance est égal à 0,1. On a donc:

$$dB = 10 \log 0{,}1$$

comme le logarithme de 0,1 est —1, il vient:

$$dB = 10 (-1) = -10$$

on a donc une augmentation de puissance égale à —10 dB.

Il convient de remarquer qu'une augmentation d'une quantité négative correspond, en réalité, à une diminution. En d'autres termes, dans ce dernier cas, on a une atténuation de 10 dB.

RELATIONS ENTRE PUISSANCE, TENSION ET COURANT

Dans la leçon consacrée aux unités électriques (page 75), nous avons vu comment la puissance peut être exprimée en fonction de la tension et de l'intensité du courant.

De même, les relations entre ces grandeurs peuvent s'exprimer au moyen des décibels, en appliquant la règle suivante:

Le décibel est égal à 20 fois le logarithme de base 10 du rapport entre deux tensions ou entre deux courants.

Ceci s'exprime mathématiquement par les deux égalités suivantes:

$$dB = 20 \log \frac{I1}{I2} \qquad (3)$$

dans laquelle I1 et I2 représentent les intensités des courants en ampères.

$$dB = 20 \log \frac{E1}{E2} \qquad (4)$$

dans laquelle E1 et E2 représentent les deux tensions en volts.

On se rappelera, à ce propos, que l'indice « 1 » est attribué à la grandeur de sortie, et l'indice « 2 » à la grandeur d'entrée.

En réalité, ces deux égalités ne sont valables que **si les deux tensions ou les deux courants en cause se rapportent à duex résistances égales entre elles.**

En effet, nous savons que dans un étage amplificateur on a une résistance d'entrée (entre grille et cathode) et une résistance de sortie (résistance de charge mise en série dans le circuit plaque). Or, pour que l'égalité soit valable, il faut que la résistance d'entrée et celle de sortie, aux bornes desquelles se mesurent les deux tensions, ou dans lesquelles passent les deux courants, soient de valeur égale:

Voyons, avec quelques exemples pratiques, comment calculer l'amplification ou l'atténuation dans un circuit électronique.

Supposons que la résistance d'entrée d'un étage amplificateur soit égale à celle de sortie. Si le signal d'entrée est de 0,001 (soit 1 millivolt), et que la tension du signal de sortie est de 1 volt, nous aurons:

$$dB = 20 \log (1 : 0{,}001) = 20 \log 1\,000$$

le logarithme de 1 000 étant 3,

$$db = 20 \times 3 = 60$$

On a donc un gain de 60 dB.

Considérons, maintenant, un atténuateur en « π », du type de celui de la figure 6 A bis, page 150. R1 est égale à R3, donc la loi est valable. Si l'on dispose d'une tension de 1 volt à l'entrée, la tension de sortie sera réduite à 0,1 volt, nous aurons donc:

$$dB = 20 \log (0{,}1 : 1) = 20 \log 0{,}1$$

le logarithme de 0,1 étant -1,

$$dB = 20 (-1) = -20$$

On a donc un « gain » de -20 dB, soit une atténuation de 20 dB.

Le calcul serait le même dans le cas de deux courants, au lieu de deux tensions.

CALCUL DES DECIBELS AU MOYEN DE LA TABLE

La table de la page 622 permet de faire n'importe quel calcul en décibels, qu'il s'agisse de rapports de puissance, ou de rapports de tensions ou de courants.

Cette table comporte trois groupes de cinq colonnes. Chaque groupe a une colonne centrale dans laquelle sont portées les valeurs en décibels correspondant aux différents rapports; le groupe de gauche va de 0 à 6,9 dB, celui du centre de 7 à 13.9 db et celui de droite de 14 à 100 dB. La table entière va donc de 0 à 100 dB.

De part et d'autre de chacune des trois colonnes des décibels se trouvent deux colonnes marquées P1:P2 et E1:E2. La première donne les rapports des puissance, l'autre des tensions. Cette dernière peut également être utilisée pour les rapports des courants ($I_1 : I_2$), puisque la formule est la même (voir formules 3 et 4).

Cette table permet d'effectuer des calculs rapides, suffisamment précis, sans qu'il soit nécessaire de recourir aux tables de logarithmes.

Voici comment l'utiliser:

Connaissant les puissance d'entrée et de sortie d'un amplificateur, ou d'un atténuateur, ou bien les tensions ou les courants, il suffit de faire (par une simple division) le rapport entre les deux grandeurs (P1:P2, ou E1:E2 ou I1:I2). Si ce rapport est plus grand que 1, on le recherchera dans une des colonnes placées **à droite** de celle décibels, et le nombre de décibels lu en regard sera affecté du signe + (valeur positive). Si le rapport est plus petit que 1, on le recherchera dans une des colonnes placées **à gauche** de celle des décibels, et le nombre de décibels correspondant sera affecté du signe — (valeur négative).

Supposons, par exemple, qu'un étage amplificateur reçoive une puissance de 0,002 watt à l'entrée et qu'il délivre une puissance de 0,060 watt. Le rapport entre ces deux puissances est égal à 0,06 : 0,002 = 30. Etant supérieur à 1, le nombre 30 sera recherché dans une des colonnes placées à droite de celle des décibels. La valeur la plus rapprochée, figurant dans la table, est 30,2 qui se trouve dans la dernière colonne, à droite, vers le haut. Dans la colonne des décibels on trouve, en correspondance, la valeur + 14,8 dB.

La table s'utilise d'une manière identique dans le cas de rapports entre tensions ou courants, avec la seule différence que l'on doit rechercher le rapport dans une des colonnes marquées E1:E2. Egalement dans ce cas, on doit choisir la colonne de droite ou de gauche selon que le rapport est supérieur ou inférieur à 1.

La table est réversible. Connaissant le nombre de dé-

TABLEAU 78 - NIVEAUX EN DECIBELS, EN FONCTION DU RAPPORT DE TENSION (ou COURANT) ET DE PUISSANCE.

← −		dB	+ →	
P1:P2	E1:E2		E1:E2	P1:P2
1,0000	1,0000	0	1,000	1,000
0,9772	0,9886	0,1	1,012	1,023
0,9550	0,9772	0,2	1,023	1,047
0,9333	0,9661	0,3	1,035	1,072
0,9120	0,9550	0,4	1,047	1,096
0,8913	0,9441	0,5	1,059	1,122
0,8710	0,9333	0,6	1,072	1,148
0,8511	0,9226	0,7	1,084	1,175
0,8318	0,9120	0,8	1,096	1,202
0,8128	0,9016	0,9	1,109	1,230
0,7943	0,8913	1	1,122	1,259
0,7762	0,8810	1,1	1,135	1,288
0,7586	0,8710	1,2	1,148	1,318
0,7413	0,8610	1,3	1,161	1,349
0,7244	0,8511	1,4	1,175	1,380
0,7079	0,8414	1,5	1,189	1,413
0,6918	0,8318	1,6	1,202	1,445
0,6761	0,8222	1,7	1,216	1,479
0,6607	0,8128	1,8	1,230	1,514
0,6457	0,8035	1,9	1,245	1,549
0,6310	0,7943	2	1,259	1,585
0,6166	0,7852	2,1	1,274	1,622
0,6026	0,7762	2,2	1,288	1,660
0,5888	0,7674	2,3	1,303	1,698
0,5754	0,7586	2,4	1,318	1,738
0,5623	0,7499	2,5	1,334	1,778
0,5495	0,7413	2,6	1,349	1,820
0,5370	0,7328	2,7	1,365	1,862
0,5248	0,7244	2,8	1,380	1,905
0,5129	0,7161	2,9	1,396	1,950
0,5012	0,7079	3,0	1,413	1,995
0,4898	0,6998	3,1	1,429	2,042
0,4786	0,6918	3,2	1,445	2,089
0,4677	0,6839	3,3	1,462	2,138
0,4571	0,6761	3,4	1,479	2,188
0,4467	0,6683	3,5	1,496	2,239
0,4365	0,6607	3,6	1,514	2,291
0,4266	0,6531	3,7	1,531	2,344
0,4169	0,6457	3,8	1,549	2,399
0,4074	0,6383	3,9	1,567	2,455
0,3981	0,6310	4,0	1,585	2,512
0,3890	0,6237	4,1	1,603	2,570
0,3802	0,6166	4,2	1,622	2,630
0,3715	0,6095	4,3	1,641	2,692
0,3631	0,6026	4,4	1,660	2,754
0,3548	0,5957	4,5	1,679	2,818
0,3467	0,5888	4,6	1,698	2,884
0,3388	0,5821	4,7	1,718	2,951
0,3311	0,5754	4,8	1,738	3,020
0,3236	0,5689	4,9	1,758	3,090
0,3162	0,5623	5,0	1,778	3,162
0,3090	0,5559	5,1	1,799	3,236
0,3020	0,5495	5,2	1,820	3,311
0,2951	0,5433	5,3	1,841	3,388
0,2884	0,5370	5,4	1,862	3,467
0,2818	0,5309	5,5	1,884	3,548
0,2754	0,5248	5,6	1,905	3,631
0,2692	0,5188	5,7	1,928	3,715
0,2630	0,5129	5,8	1,950	3,802
0,2570	0,5070	5,9	1,972	3,890
0,2512	0,5012	6,0	1,995	3,981
0,2455	0,4955	6,1	2,018	4,074
0,2399	0,4898	6,2	2,042	4,169
0,2344	0,4842	6,3	2,065	4,266
0,2291	0,4786	6,4	2,089	4,365
0,2239	0,4732	6,5	2,113	4,467
0,2188	0,4677	6,6	2,138	4,571
0,2138	0,4624	6,7	2,163	4,677
0,2089	0,4571	6,8	2,188	4,786
0,2042	0,4519	6,9	2,213	4,898

←		dB	+ →	
P1:P2	E1:E2		E1:E2	P1:P2
0,1995	0,4467	7,0	2,239	5,012
0,1950	0,4416	7,1	2,265	5,129
0,1905	0,4365	7,2	2,291	5,248
0,1862	0,4315	7,3	2,317	5,370
0,1820	0,4266	7,4	2,344	5,495
0,1778	0,4217	7,5	2,371	5,623
0,1738	0,4169	7,6	2,399	5,754
0,1698	0,4121	7,7	2,427	5,888
0,1660	0,4074	7,8	2,455	6,026
0,1622	0,4027	7,9	2,483	6,166
0,1585	0,3981	8	2,512	6,310
0,1549	0,3936	8,1	2,541	6,457
0,1514	0,3890	8,2	2,570	6,607
0,1479	0,3846	8,3	2,600	6,761
0,1445	0,3802	8,4	2,630	6,918
0,1413	0,3758	8,5	2,661	7,079
0,1380	0,3715	8,6	2,692	7,244
0,1349	0,3673	8,7	2,723	7,413
0,1318	0,3631	8,8	2,754	7,586
0,1288	0,3589	8,9	2,786	7,762
0,1259	0,3548	9	2,818	7,943
0,1230	0,3508	9,1	2,851	8,128
0,1202	0,3467	9,2	2,884	8,318
0,1175	0,3428	9,3	2,917	8,511
0,1148	0,3388	9,4	2,951	8,710
0,1122	0,3350	9,5	2,985	8,913
0,1096	0,3311	9,6	3,020	9,120
0,1072	0,3273	9,7	3,055	9,333
0,1047	0,3236	9,8	3,090	9,550
0,1023	0,3199	9,9	3,126	9,772
0,1000	0,3162	10,0	3,162	10,000
0,09772	0,3126	10,1	3,199	10,23
0,09550	0,3090	10,2	3,236	10,47
0,09333	0,3055	10,3	3,273	10,72
0,09120	0,3020	10,4	3,311	10,96
0,08913	0,2985	10,5	3,350	11,22
0,08710	0,2951	10,6	3,388	11,48
0,08511	0,2917	10,7	3,428	11,75
0,08318	0,2884	10,8	3,467	12,02
0,08128	0,2851	10,9	3,508	12,30
0,07943	0,2818	11,0	3,548	12,59
0,07762	0,2786	11,1	3,589	12,88
0,07586	0,2754	11,2	3,631	13,18
0,07413	0,2723	11,3	3,673	13,49
0,07244	0,2692	11,4	3,715	13,80
0,07079	0,2661	11,5	3,758	14,13
0,06918	0,2630	11,6	3,802	14,45
0,06761	0,2600	11,7	3,846	14,79
0,06607	0,2570	11,8	3,890	15,14
0,06457	0,2541	11,9	3,936	15,49
0,06310	0,2512	12,0	3,981	15,85
0,06166	0,2483	12,1	4,027	16,22
0,06026	0,2455	12,2	4,074	16,60
0,05888	0,2427	12,3	4,121	16,98
0,05754	0,2399	12,4	4,169	17,38
0,05623	0,2371	12,5	4,217	17,78
0,05495	0,2344	12,6	4,266	18,20
0,05370	0,2317	12,7	4,315	18,62
0,05248	0,2291	12,8	4,365	19,05
0,05129	0,2265	12,9	4,416	19,50
0,05012	0,2239	13,0	4,467	19,95
0,04898	0,2213	13,1	4,519	20,42
0,04786	0,2188	13,2	4,571	20,89
0,04677	0,2163	13,3	4,624	21,38
0,04571	0,2138	13,4	4,677	21,88
0,04467	0,2113	13,5	4,732	22,39
0,04365	0,2089	13,6	4,786	22,91
0,04266	0,2065	13,7	4,842	23,44
0,04169	0,2042	13,8	4,898	23,99
0,04074	0,2018	13,9	4,955	24,55

← −		dB	+ →	
P1:P2	E1:E2		E1:E2	P1:P2
0,03981	0,1995	14	5,012	25,12
0,03890	0,1972	14,1	5,070	25,70
0,03802	0,1950	14,2	5,129	26,30
0,03715	0,1928	14,3	5,188	26,92
0,03631	0,1905	14,4	5,248	27,54
0,03548	0,1884	14,5	5,309	28,18
0,03467	0,1862	14,6	5,370	28,84
0,03388	0,1841	14,7	5,433	29,51
0,03311	0,1820	14,8	5,495	30,20
0,03236	0,1799	14,9	5,559	30,90
0,03162	0,1778	15	5,623	31,62
0,03090	0,1758	15,1	5,689	32,36
0,03020	0,1738	15,2	5,754	33,11
0,02951	0,1718	15,3	5,821	33,88
0,02884	0,1698	15,4	5,888	34,67
0,02818	0,1679	15,5	5,957	35,48
0,02754	0,1660	15,6	6,026	36,31
0,02692	0,1641	15,7	6,095	37,15
0,02630	0,1622	15,8	6,166	38,02
0,02570	0,1603	15,9	6,237	38,90
0,02512	0,1585	16	6,310	39,81
0,02455	0,1567	16,1	6,383	40,74
0,02399	0,1549	16,2	6,457	41,69
0,02344	0,1531	16,3	6,531	42,66
0,02291	0,1514	16,4	6,607	43,65
0,02139	0,1496	16,5	6,683	44,67
0,02188	0,1479	16,6	6,761	45,71
0,02138	0,1462	16,7	6,839	46,77
0,02089	0,1445	16,8	6,918	47,86
0,02042	0,1429	16,9	6,998	48,98
0,01995	0,1413	17,0	7,079	50,12
0,01950	0,1396	17,1	7,161	51,29
0,01905	0,1380	17,2	7,244	52,48
0,01862	0,1365	17,3	7,328	53,70
0,01820	0,1349	17,4	7,413	54,95
0,01778	0,1334	17,5	7,499	56,23
0,01738	0,1318	17,6	7,586	57,54
0,01698	0,1303	17,7	7,674	58,88
0,01660	0,1288	17,8	7,762	60,26
0,01622	0,1274	17,9	7,852	61,66
0,01585	0,1259	18,0	7,943	63,10
0,01549	0,1245	18,1	8,035	64,57
0,01514	0,1230	18,2	8,128	66,07
0,01479	0,1216	18,3	8,222	67,61
0,01445	0,1202	18,4	8,318	69,18
0,01413	0,1189	18,5	8,414	70,79
0,01380	0,1175	18,6	8,511	72,44
0,01349	0,1161	18,7	8,610	74,13
0,01318	0,1148	18,8	8,710	75,86
0,01288	0,1135	18,9	8,811	77,62
0,01259	0,1122	19,0	8,913	79,43
0,01230	0,1109	19,1	9,016	81,28
0,01202	0,1096	19,2	9,120	83,18
0,01175	0,1084	19,3	9,226	85,11
0,01148	0,1072	19,4	9,333	87,10
0,01122	0,1059	19,5	9,441	89,13
0,01096	0,1047	19,6	9,550	91,20
0,01072	0,1035	19,7	9,661	93,33
0,01047	0,1023	19,8	9,772	95,50
0,01023	0,1012	19,9	9,886	97,72
0,01000	0,1000	20,0	10,000	100,00
10^{-3}		30		10^{3}
10^{-4}	10^{-2}	40	10^{2}	10^{4}
10^{-5}		50		10^{5}
10^{-6}	10^{-3}	60	10^{3}	10^{6}
10^{-7}		70		10^{7}
10^{-8}	10^{-4}	80	10^{4}	10^{8}
10^{-9}		90		10^{9}
10^{-10}	10^{-5}	100	10^{5}	10^{10}

cibels (soit d'amplification, soit d'atténuation), il est facile de trouver le rapport des puissances, des tensions ou des courants qui y correspondent, en procédant de la manière inverse à celle décrite plus haut.

Lorsque l'on doit calculer le rapport correspondant à un nombre de décibels qui ne figure pas dans la table, on utilise la propriété des logarithmes selon laquelle **le produit de deux nombres est égal à la somme de leurs logarithmes et leur quotient à la différence de leurs logarithmes.**

Supposons, par exemple, que nous devions calculer le rapport de deux puissances correspondant à 22,5 dB, qui ne figure pas dans la table. Cette valeur est égale à + 20 db + 2,5 dB. Les rapports correspondants sont 100 et 1.778. Le rapport résultant sera égal à 100 × 1.778 = 177,8.

LE « dBm »

Nous venons d'apprendre ce qu'est le décibel et nous avons souligné qu'il n'était pas une véritable unité, mais, 10 ou 20 fois le logarithme du rapport entre deux grandeurs. Connaissant la valeur de celles-ci, le décibel devient également une unité bien définie.

Il existe une autre unité, appelée « **dBm** », qui représente une quantité de valeur définie. Son emploi est identique à celui des décibels. Le « dBm » **est la valeur en décibels par rapport à la puissance de un milliwatt,** zéro décibel étant égal à 1 mW.

Dans ce cas, il est clair que 0,01 watt (10 milliwatts) vaut 10 dBm; que 0,1 watt (100 mW) vaut 20 dBm; que 1 watt (1 000 mW) vaut 30 dBm, et ainsi de suite. Par contre, 1 µW (soit un millième de mW) correspond à -30 dBm, etc...

Comme on le voit, étant donné qu'on se réfère à une quantité déterminée, n'importe quelle valeur exprimée en dBm peut être directement convertie en watts, et connaissant la valeur ohmique de la résistance, autrement dit de la charge, dans laquelle cette puissance est dissipée, il est facile de trouver les tensions (en volts) et les intensités (en ampères).

Par convention, on a établi que: **0 dBm = 1 mW dans 600 ohms.** Cela signifie que, si nous mesurons une puissance de sortie aux bornes d'une charge de 600 ohms, une puissance de 1 mW sera égale à 0 dBm.

Etant donné que $P = E^2 : R$, en substituant, dans cette équation, les valeurs connues, nous obtiendrons:

$0{,}001 = E^2 : 600$ (1 mW étant égal à 0,001 watt)

d'où $E^2 = 0{,}001 \times 600 = 0{,}6$

et $E = 0{,}775$ volt

Prenons le cas d'un voltmètre pour courant alternatif, comme par exemple le multimètre (ou contrôleur universel) décrit dans notre 42ème leçon. La lecture de cette tension pourra se faire sur la sensibilité 5 volts. L'échelle en décibels pourra également être utilisée sur les autres sensibilités (10, 25, 50 et 100 volts); il suffira d'ajouter au nombre de décibels lus directement sur le cadran, les nombres suivants:

Echelle 10 volts . . . ajouter + 6 dB

Echelle 25 volts . . . ajouter + 13 dB

Echelle 50 volts . . . ajouter + 19,5 dB

Echelle 100 volts . . . ajouter + 25,5 dB

Exemple: Nous référant au standard adopté, selon lequel 0 dBm = 1 mW dans 600 ohms. La valeur ohmique de la charge (aussi bien résistive, qu'inductive) restant constante, pour calculer — par exemple — la tension correspondant à + 20 dB, on procèdera comme suit:

Le rapport des puissances correspondant à + 20 dB est 100 (trouvé dans la table), la puissance effective sera donc de:

$0{,}001 \times 100 = 0{,}1$ W (1 mW = 0.001 W)

Sachant que la puissance est donnée par $P = E^2 : R$, d'où on tire $E^2 = P \times R$, et puisque R = 600 ohms, on a:

$$E^2 = 0{,}1 \times 600 = 60$$

d'où: $E = \sqrt{60} = 7{,}746$ volts.

Inversement, sachant — par exemple — qu'on dispose d'une tension de 10 volts aux bornes d'une résistance de 600 ohms, on peut calculer le nombre de dB, comme suit:

$$E = 10 \text{ d'où } E^2 = 100$$

Puisque $P = E^2 : R$ on a $P = 100 : 600 = 0{,}166 = 166$ mW

Cette puissance est égale à 166 fois la puissance standard définie plus haut (1 mW). Le rapport P1:P2 est donc égal à 166. Cherchons le nombre de décibels correspondant à ce rapport.

Un rapport de puissances égal à 100 correspond à + 20 dB et un rapport de 66 correspond à 18,2 dB. On a donc 20 + 18,2 = 38,2 dB.

La mention **0 dB = 1mW dans 600 ohms** figure normalement sur l'échelle de l'instrument dont sont pourvus les multimètres du commerce. Certains modèles de type ancien sont basés sur un autre standard, actuellement périmé, selon lequel 0 dB = 6 mW dans 500 ohms.

La lecture peut être faite sur d'autres charges, ayant une valeur ohmique différente de 600 ohms, au moyen d'un calcul très simple.

Supposons que nous mesurions, avec le multimètre de la 42ème leçon, une tension de 0,4 volt sur une charge de 25 ohms (et non de 600). Sachant que la puissance en watts est donnée par $P = E^2 : R$, nous aurons:

$$P = (0{,}4)^2 : 25 = 0{,}16 : 25 = 0{,}0064 \text{ W}$$

La puissance correspondant à la tension mesurée sur la charge étant connue, nous pouvons calculer à quelle tension elle doit correspondre sur la charge standard de 600 ohms. La même formule nous donne: $E = \sqrt{P \times R}$

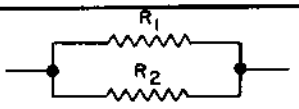
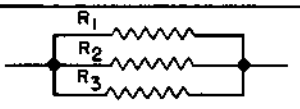
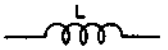
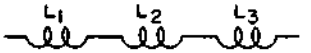
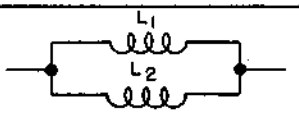
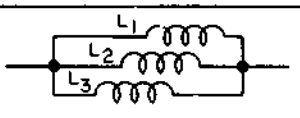
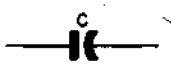
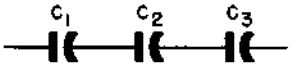
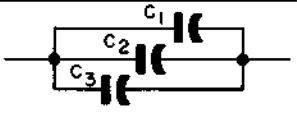
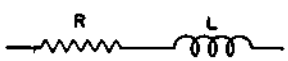
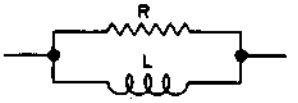
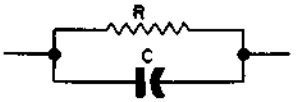
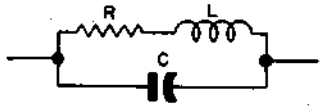
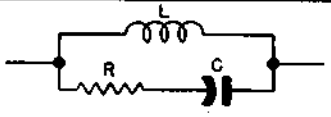
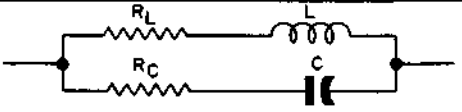
$0{,}0064 = E^2 : 600$ d'où $E^2 = 600 \times 0{,}0064 = 3{,}84$

et $E = \sqrt{3{,}84} = 1{,}95$ V.

En regardant l'échelle correspondante de notre multimètre, nous voyons que la tension de 1.95 volt (sur la sensibilité 5 volts) correspond à 5.8 dB environ, sur 600 ohms.

TABLEAU 79 - TABLEAU RECAPITULATIF POUR LE CALCUL RAPIDE DES CIRCUITS SIMPLES ET MIXTES CONTENANT R, et C.

La réactance inductive, la réactance capacitative et la résistance ohmique d'un circuit ne peuvent pas être additonnées comme trois résistances d'un circuit en courant continu. Leur opposition totale au courant alternatif est en effet l'impédance. Le tableau suivant en permet le calcul rapide, ainsi que celui de l'angle de phase (symbolisé par la lettre θ) dans les circuits élémentaires simples et complexes.

 $Z = R$ $\theta = 0°$	 $Z = R_1 + R_2 + R_3 \ldots etc$ $\theta = 0°$	 $Z = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ $\theta = 0°$	 $Z = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \ldots etc}$ $\theta = 0°$
 $Z = X_L$ $\theta = +90°$	 $Z = X_{L_1} + X_{L_2} + X_{L_3} \ldots etc$ $\theta = +90°$	 $Z = 2\pi f \left(\frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}\right)$ $\theta = +90°$	 $Z = \frac{1}{\frac{1}{X_{L_1}} + \frac{1}{X_{L_2}} + \frac{1}{X_{L_3}} \ldots etc}$ $\theta = +90°$
 $Z = X_C$ $\theta = -90°$	 $Z = \frac{1}{2\pi f}\left(\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2}\right)$ $\theta = -90°$	 $Z = X_{C_1} + X_{C_2} + X_{C_3} \ldots etc$ $\theta = -90°$	 $Z = \frac{1}{\frac{1}{X_{C_1}} + \frac{1}{X_{C_2}} + \frac{1}{X_{C_3}} \ldots etc}$ $\theta = -90°$
 $Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$ $\theta = \text{arc tg } \frac{X_L}{R}$	 $Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$ $\theta = \text{arc tg } \frac{X_C}{R}$	 $Z = \frac{R X_L}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}$ $\theta = \text{arc tg } \frac{R}{X_L}$	 $Z = \frac{R X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$ $\theta = \text{arc tg } \frac{R}{X_C}$
 $Z = X_L - X_C$ $\theta = 0°$ quand $X_L = X_C$	 $Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$ $\theta = \text{arc tg } \frac{X_L - X_C}{R}$	 $Z = \frac{X_L X_C}{X_L + X_C}$ $\theta = 0°$ quand $X_L = X_C$	 $Z = \frac{R X_L X_C}{\sqrt{X_L^2 X_C^2 + (R X_L - R X_C)^2}}$ $\theta = \text{arc tg } \frac{R X_C - R X_L}{X_L X_C}$
 $Z = X_C \sqrt{\frac{R^2 + X_L^2}{R^2 + (X_L - X_C)^2}}$ $\theta = \text{arc tg } \left(\frac{X_L X_C - X_L^2 - R^2}{R X_C}\right)$	 $Z = X_L \sqrt{\frac{R^2 + X_C^2}{R^2 + (X_L - X_C)^2}}$ $\theta = \text{arc tg } \left(\frac{X_L X_C - X_C^2 - R^2}{R X_L}\right)$	 $Z = \sqrt{\frac{(R_L^2 + X_L^2)(R_C^2 + X_C^2)}{(R_L + R_C)^2 + (X_L - X_C)^2}}$ $\theta = \text{arc tg } \frac{X_L (R_C^2 + X_C^2) - X_C (R_L^2 + X_L^2)}{R_L (R_C^2 + X_C^2) + R_C (R_L^2 + X_L^2)}$	