

F. H A A S

LABO-
ratoire
RADIO

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO



LABORATOIRE
RADIO

DU MÊME AUTEUR :

L'Omnimètre. — Réalisation d'un contrôleur universel à 30 sensibilités.

Les Lampemètres. — Conception et réalisation de contrôleurs et d'analyseurs de lampes.

Les Voltmètres à lampes. — Etude et montage des voltmètres électroniques.

Les Générateurs B. F. — Principes, schémas et réalisation.

En préparation :

Mesures radio.

Tous droits réservés pour tous les
pays. Copyright by Editions Radio,
Paris 1947

Depôt légal 3^e trimestre 1947.
Numéro Editeur : 76
Numéro Imprimeur : 14016

VENTE EN BELGIQUE INTERDITE

F. HAAS

Ingénieur E.E.M.I.

LABORATOIRE RADIO

CONCEPTION
ET RÉALISATION
DES APPAREILS
DE MESURES

★ ★ ★

ORGANISATION
ET ÉQUIPEMENT
RATIONNEL D'UN
LABORATOIRE

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob — PARIS (6°)

AVERTISSEMENT DE L'EDITEUR

Depuis des années, les techniciens de la radio lisent et apprécient les excellentes études que mon ami HAAS a publiées tant dans les pages de TOUTE LA RADIO que sous forme de brochures. Loin d'être un "polygraphe" touchant avec désinvolture à n'importe quel sujet, il ne traite que des questions qu'il connaît à fond pour en avoir fait l'étude expérimentale, car c'est, avant tout, un technicien qui passe beaucoup plus de temps dans son laboratoire que penché sur des manuscrits.

Ayant, au cours de son travail, à maintes reprises éprouvé le besoin d'un ouvrage servant de guide pour l'équipement et l'utilisation d'un laboratoire, il a pu, mieux que tout autre, en concevoir le plan et en mener à bien la réalisation.

"LABORATOIRE RADIO" décrit la manière dont on doit monter un labo se prêtant efficacement à un travail fécond. Le premier volume sera suivi d'un second, "MESURES RADIO", qui montrera comment on peut tirer le meilleur parti d'un labo équipé d'après les conseils du présent ouvrage.

Le lecteur se rendra aisément compte de l'énorme somme d'expérience que l'auteur a condensée dans ces pages à l'intention de ses collègues. Ses conseils judicieux sont directement inspirés par la pratique. Ses montages ont tous été éprouvés. Il n'avance rien sans s'en être assuré expérimentalement.

C'est cela qui fait la valeur de cet ouvrage que j'ai autant de plaisir de préfacer que d'éditer.

E. AISBERG

PRÉFACE

Un manuel de Laboratoire Radio — voilà bien un livre qui doit rendre d'immenses services à tout praticien, qu'il soit ingénieur, technicien, étudiant ou amateur. Jusqu'à maintenant, un tel livre n'existait pas en France, où nous voyons plutôt de petites et moyennes brochures traitant en détail telle ou telle question particulière. Toute vue d'ensemble du laboratoire et des mesures en était donc forcément absente.

Lorsque nous tournons nos regards vers la littérature étrangère, le problème ne semble guère mieux résolu que chez nous. Abstraction faite de quelques ouvrages destinés à l'amateur et assez incomplets, il y a le livre aujourd'hui classique de HUND (High Frequency Measurements), que l'on peut considérer plutôt comme ouvrage théorique, pas très récent au surplus. Seul, le Radio Laboratory Handbook de M. G. SCROGGIE nous semble approcher le but proposé.

D'autre part, le progrès a marché depuis quelques années, et bien des sujets, non encore entrés dans la technique industrielle, font déjà partie de l'appareillage du laboratoire, tels que le modulateur de fréquence et l'analyseur dynamique, et méritent d'être traités à ce titre.

Nous avons cru utile de préciser, en de nombreux schémas consacrés par la pratique du laboratoire, les montages à employer dans la plupart des cas. Ce faisant, nous avons (en principe) évité de citer des appareils du commerce, car l'expérience montre qu'ils sont souvent soumis à une mode, et en les citant notre livre risquerait d'être rapidement démodé.

Sans nous appesantir inutilement sur la théorie des circuits (car notre livre est destiné au praticien), notre constant souci a été d'être complet et explicite, afin que ce livre soit suffisant à lui seul pour guider l'expérimentation. Logiquement, cet ouvrage est la première partie d'un ensemble de deux volumes. Il étudie les appareils qui équipent le laboratoire, ainsi que l'installation dans son ensemble. Il doit être suivi du Manuel des Mesures Radio, qui examine les mesures proprement dites, et constitue ainsi la seconde partie de l'ouvrage.

Voilà ce que représente un manuel de laboratoire et des mesures radio dans l'esprit de l'auteur. Le lecteur jugera si nous avons pu en faire le livre-outil proposé.

Pour terminer, je tiens à exprimer ici ma reconnaissance envers mon éditeur et ami E. AISBERG, dont l'expérience et les sages conseils m'ont été d'un précieux secours.

Annecy, février 1947.

Alfred HAAS.

SECTION A

LE LABORATOIRE DANS SON ENSEMBLE

1. But d'un Laboratoire.

Toute chose doit être étudiée en vue du but à atteindre. C'est pourquoi il est bon, avant l'installation, de se poser la question : A quoi doit servir le laboratoire?

Les trois cas principaux qui se présentent sont :

- 1) *Etude de prototypes*, de maquettes et de montages.
- 2) *Mesures sur des appareils* sortant de fabrication.
- 3) *Essai des matériaux* et vérification des pièces détachées.

Les cas 2 et 3 demandent seulement l'appareillage nécessaire pour effectuer les essais et mesures bien établis à l'avance ; ainsi, par exemple, la station d'essai de lampes dans une usine peut se borner à un seul appareil de mesure, le lampemètre, qui devra évidemment être capable de réaliser avec précision et sûreté toutes les mesures nécessaires.

Par contre, un laboratoire d'études, comme dans le premier cas, n'aura pas un rayon d'action bien délimité. C'est précisément ce cas qui nous occupera ici, le *laboratoire d'études à tout faire*. Cette destination générale exige un équipement pour toute éventualité, muni de tous les appareils d'investigation nécessaires.

Est-ce qu'il en résulte que ce sera une installation très coûteuse ? En principe, non. Mais pour établir un budget de laboratoire, il faut tenir compte des services qu'il rend. Sans laboratoire, sans étude approfondie, il est impossible de créer une maquette vraiment au point, et le constructeur qui veut établir des modèles poussés (qui peuvent d'ailleurs être plus économiques après étude), ne pourra se passer d'un laboratoire.

Nous ne parlerons pas ici de l'atelier de réparation ou de construction artisanal, que le patron prétentieux appelle laboratoire (ça fait plus riche ou plus « scientifique »). Ni la construction, ni la réparation commerciales ne sont du ressort du laboratoire : n'empêche que tout laboratoire doit avoir la possibilité de réaliser un montage, ou de réparer un poste. Il ne s'agit pas uniquement de planer dans les hautes sphères de la science. Un peu d'application aux travaux manuels, et des outils de mécanicien sont nécessaires.

2. Installation.

L'installation d'un laboratoire est essentiellement une question de budget, et c'est là la différence entre le laboratoire d'une grande usine et celui d'un

amateur, l'artisan se plaçant entre les deux. Comme ce livre n'est destiné exclusivement ni aux uns, ni aux autres, nous allons envisager toutes les possibilités.

Si les capitaux nécessaires sont disponibles, on pourra envisager la construction d'un bâtiment spécial qui servira de laboratoire. Et c'est là où les choses peuvent aller mal. Les appareils de précision sont bien plus délicats que ceux qui s'en servent, et demandent des conditions de température et d'humidité bien déterminées. Un baraquement en bois est trop chaud en été, trop froid en hiver. S'il est au ras de sol, il risque d'être humide. Il faudrait donc un bâtiment en pierre. Le laboratoire sera installé de préférence à un étage, et non pas au rez-de-chaussée. L'orientation sera de préférence vers le nord, pour éviter le soleil trop fort en été. On aura tout intérêt à adopter des fenêtres doubles, pour éviter les pertes de chaleur. Quant au chauffage, les poêles sont à proscrire à cause de la suie et de la poussière qu'ils dégagent ; le chauffage central ou le chauffage électrique au moyen de gros radiateurs constitue la meilleure solution.

À l'intérieur, de petites pièces sont bien préférables à une grande salle, où l'un gêne l'autre ; de plus, il faut de nombreux murs permettant de placer appareils, outils et casiers.

À la lecture de ce cahier des charges, on pourra trouver que c'est un laboratoire de prince que nous décrivons. Cependant, notre but a été simplement de mettre en garde les bâtisseurs éventuels contre une construction ratée, impropre à l'usage d'un laboratoire.

Pendant la guerre, de nombreuses maisons repliées ont installé leurs laboratoires dans des villas vides, et on a trouvé que cette solution était excellente à tous les points de vue : bon isolement thermique, chauffage, pas d'humidité, beaucoup de petites pièces, des recoins pour le matériel emmagasiné, etc. Il sera donc en général prudent de rechercher une villa toute construite, avant de se lancer dans la construction.

Dans le cas des budgets plus modestes, on essaiera d'approprier une pièce d'habitation. À défaut d'une véritable pièce, on aura peut-être la chance de disposer d'une alcôve, d'autant plus que la mode des lits dans l'alcôve tend à disparaître. Evidemment, il n'y a pas de fenêtre, et il faudrait se contenter de la lumière électrique ; mais des planches disposées le long du mur feront un excellent établi, et, au moyen d'un rideau, le laboratoire peut être séparé de la pièce principale. (Ce dernier argument, qui n'est point technique, a bien du poids aux yeux des maîtresses de maison).

Le problème est plus compliqué pour ceux qui habitent les constructions neuves, où tout mètre carré est utilisé. S'il y a un débarras, il est généralement trop petit pour y travailler, et peut servir tout au plus pour ranger les appareils. Quelquefois, on a le choix entre un grenier et une cave. Dans ce cas, bien qu'elle soit obscure

et peut-être même froide, la cave sera souvent préférée au grenier, qui est brûlant en été, glacial en hiver, et toujours poussiéreux. Evidemment, une cave humide est inutilisable comme laboratoire : les appareils s'abîmeront par la rouille, et les isolants auront des suites.

Un seul argument en faveur de la cave : c'est la facilité d'avoir une bonne terre, bien courte ; il est plus facile de descendre une antenne blindée jusque dans la cave que de monter une bonne terre jusqu'au grenier.

Enfin, le cas du plus déshérité des chercheurs, celui qui n'a même pas une pièce pour lui... S'il lui reste encore une table, il pourra, en général, y travailler tout en maintenant la paix avec les cohabitants, à condition de bien ranger tout le matériel une fois le travail terminé (c'est d'ailleurs une habitude qu'il est bon de prendre, même dans une villa, car il est impossible de faire du bon travail dans le désordre et sur une table encombrée). Il faudrait alors trouver, pour garer les appareils, une armoire qui, bien agencée, contiendrait tout le matériel.

Il est évidemment bien plus agréable de travailler dans un cadre approprié, avec tout le confort désirable ; néanmoins, nous connaissons le cas d'un jeune ingénieur très doué, mais peu fortuné, qui habitait une chambre d'hôtel plus que petite à Paris, et qui faisait des travaux sur son balcon, au-dessus de la rue. C'est un fait, d'ailleurs, que la valeur des recherches dépend de la qualité du technicien, autant que de l'installation du laboratoire.

3. Agencement.

La pièce maîtresse de l'installation est la table de travail. Nous déconseillons l'emploi d'une table ronde ou ovale comme on en voit tant dans les mobiliers.

Au pis aller, une table de cuisine, rectangulaire et solide, conviendrait bien mieux, ou un bureau (dont les tiroirs seront très utiles). Toutefois, il vaut mieux faire faire son établi sur mesure. Déjà pour la hauteur, les tables normales qui sont hautes de 70 à 80 cm ne permettent le travail qu'étant assis. Un établi de 1 m de haut vous laisse le choix entre les positions debout et assis sur un tabouret surélevé (70 cm). Cette disposition très commode a été adoptée par beaucoup d'usines et laboratoires.

Comme on peut avoir à manier des châssis encombrants, il est bon de donner à l'établi une profondeur suffisante : 90 cm est une bonne mesure pour une table appuyée contre le mur. Lorsqu'on désire travailler des deux côtés, on pourra adopter 1,50 à 2 m.

Quant à la longueur, elle sera fonction de l'espace disponible ; toutefois, 1,50 m sera un minimum. Si la disposition des lieux ne permet pas une table longue, mais plutôt plusieurs établis courts, ce n'est pas un mal. On pourra (même avantageusement) répartir son activité sur une table de mesures dynamiques (haute et basse fréquence), un établi pour les mesures comparatives (ponts, etc.), un coin qui servira d'atelier de petite mécanique, et un bureau pour tracer les courbes, faire les calculs, etc...

Les établis n'ont pas besoin d'être confectionnés luxueusement, mais il est bon de choisir des planches épaisses d'au moins 3 cm. En prenant des lames de parquet qui comportent une rainure sur un côté et un tenon sur l'autre, on peut confectionner une grande



Fig. A-1. — Une table de travail pratique.

planche par emboîtement. Collée et montée sur de forts tasseaux, elle ne se déformera pas, si le bois n'est pas trop vert. Le dessus de cette table sera avantageusement garni de linoléum de teinte unie.

Cette grande planche peut être placée simplement sur deux traitaux solides ; il importe qu'elle soit bien fixe. Toutefois, rien ne nous empêche de monter des tiroirs, comme dans un bureau. Une grande partie du matériel et de l'outillage sera ainsi « garée ». La figure A-1 donne une idée de ce qui peut être réalisé. On remarquera au-dessus de la table un rayonnage, qui servira pour les appareils de mesure qui seront ainsi surélevés et plus à la portée de la main.

Près de là, une armoire avec beaucoup de rayons servira à ranger appareils, châssis et matériel, les pièces les plus lourdes en bas.

S'il y a encore des murs disponibles, tant mieux. Ils nous permettront de fixer des appareils, des râteliers pour les outils, des graphiques, abaqués, etc...

4. Installation électrique.

Bien des gens croient que l'installation électrique d'un laboratoire se fait avec des déchets de fil, vaguement suspendus par-ci par-là. C'est une grave erreur :

au « labo » plus qu'ailleurs, cette installation doit être faite avec le plus grand soin, et si la compagnie d'assurances apprend que l'on a pêché par là, on peut se voir refuser tout remboursement en cas d'incendie.

Si on dispose du courant force, on réalisera des économies en branchant les appareils sur la force ; toutefois, se rappeler qu'il est défendu dans ce cas de s'éclairer avec ce courant ; il faudra un branchement lumière pour la moindre lampe d'éclairage.

Mais, même si tout est branché sur le courant lumière, il est bon de séparer nettement l'éclairage de la ligne qui alimente les appareils, sous peine de se trouver dans l'obscurité en cas de court-circuit.

La figure A-2 montre un exemple d'installation électrique d'un établi. Il y a, tout d'abord, un interrupteur double et deux fusibles. Cet ensemble sera d'ailleurs remplacé avantageusement par un disjoncteur automatique, avec déclenchement manuel. Une lampe au néon N constamment branchée montre la présence de la tension secteur. Elle ne consomme pratiquement pas de courant, et évite que les appareils restent branchés par oubli après le travail. Une résistance de sécurité de 10 à 50.000 Ω est figurée en série avec l'ampoule, pour rappeler que certains types de lampes au néon n'ont pas une résistance à l'intérieur du culot, et qu'il faut dans ce cas l'ajouter extérieurement.

On a dessiné 6 prises de courant, et c'est là un minimum, car souvent le nombre d'appareils branchés est plus grand. Les prises destinées aux appareils de mesure placés sur le rayon pourront être mises en-dessous de la planche, pour ne pas gêner et permettre des connexions courtes aux appareils consommateurs, sans avoir des câbles qui traînent sur la table. Dans le même esprit, on disposera la prise alimentant le fer à souder sous la table, près du bord.

La prise à droite est destinée à l'alimentation des appareils en cours d'essai ; un ampèremètre de 1 ou 2 A indiquera immédiatement le courant pris au secteur, ce qui est souvent très utile. Le voltmètre (120 ou 150 V) est utile seulement lorsque le secteur varie beaucoup.

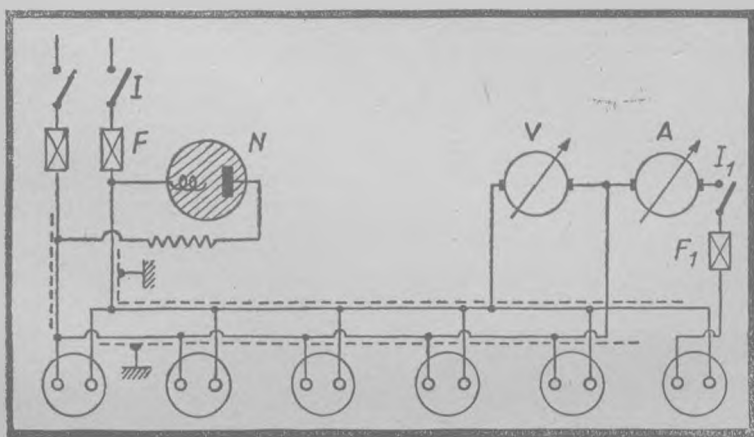


Fig. A-2. — Installation électrique de la table.

Un interrupteur et un fusible sont prévus pour isoler cette prise.

Enfin, pour éviter le rayonnement du secteur, auquel certains appareils sont très sensibles, il est nécessaire de placer les fils d'aller et de retour l'un contre l'autre, ou même de les torsader, et de blinder l'ensemble. Le blindage sera mis à la terre, à une terre différente de celle utilisée pour les mesures, si possible.

5. Construction ou Achat.

usager. Du fait des conditions très différentes dans lesquelles seront placés les expérimentateurs, il n'est pas possible d'y répondre définitivement.

Nous estimons qu'un appareil « fait maison » est raté, lorsque sa finition laisse trop à désirer, qu'il est incomplet, et qu'il n'est pas d'un emploi facile. Or, il y a une multitude de détails, qui sont à soigner, et tout ça se solde par des *heures de travail*. L'évaluation du temps, voilà le problème. Dans un laboratoire industriel, l'étude et le tâtonnement d'un technicien qui monte un appareil de mesure peut coûter cher, surtout s'il n'est question que d'un seul modèle. La même étude peut être pour ainsi dire gratuite, si elle est faite en temps perdu. Pour l'artisan, ce sera le même cas. Quant à l'amateur, l'étudiant ou l'expérimentateur privé, il ne compte pas son temps, et la construction d'un appareil lui fournira l'outil qu'il ne serait peut-être pas en mesure d'acheter. Nous pensons que c'est surtout la question du *prix du travail* qui décidera.

Par ailleurs, pour construire, il faut des *appareils d'étalonnage* des étalons. Un contrôleur universel n'est pas difficile à monter, mais si on n'a pas les volt-ampèremètres précis, nécessaires pour faire l'étalonnage, l'appareil sera un « clou » sans intérêt. D'autres montages demandent un générateur H.F. ou B.F., ou un oscillographe cathodique. Si on ne possède pas ces appareils, il serait vain d'essayer de faire quelque chose de propre. Toutefois, ce cas n'est pas général, et il y a quantité d'appareils qui ne demandent guère d'instruments étalons pour leur établissement. Il est donc bon, avant de se lancer dans une étude, de voir tout d'abord si on a les moyens d'aboutir.

Certains appareils *n'existent pas sur le marché* ou *ne conviennent pas* tels qu'ils sont établis. Force nous est alors de nous débrouiller par nos propres moyens. Ce n'est pas une mauvaise chose, et dans le laboratoire radio, il est même bien souvent nécessaire de se débrouiller. Dans ce cas, la construction est inévitable.

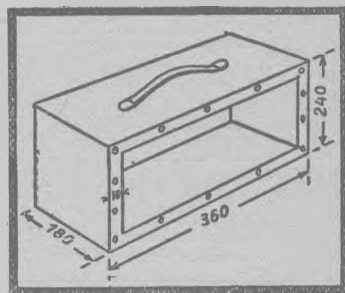
D'ailleurs, bien des montages de caractère essentiellement provisoire n'ont pas besoin d'être montés définitivement, et un montage sur planche ou sur châssis aura le double avantage d'être rapidement réalisé et peu coûteux.

6. Présentation des Appareils.

Voici quelques suggestions pour la réalisation des appareils que l'on voudra établir soi-même. Ces conseils auront d'autant plus de poids, que lors de la construction de plusieurs appareils, ils pourront tous être semblables ; de *présentation standard*.

Nos appareils comporteront donc un panneau en aluminium ou dural de 3 mm ou plus, et un coffret de protection en tôle 12 à 15/100, réalisé d'après la figure A-3. Cette boîte, fermée sur 5 côtés, présente un rebord de 10 mm de large sur le pourtour avant ; c'est sur ce rebord que sera fixé le panneau. Le montage est directement bâti sur ce panneau, et le châssis (s'il y en a un) en est solidaire.

Fig. A. 3. — Vu d'un coffret pour appareils de mesure.



Le démontage est facile, il suffit de retirer les quelques vis qui tiennent le panneau. Une poignée sur le dessus, 4 pieds en caoutchouc (dits « pieds de chat »), et voilà une présentation standard. Les cordons secteur sortiront par derrière. Témoin d'allumage pour chaque appareil, sauf peut-être pour ceux qui comportent un œil magique, servant déjà de témoin.

Les dimensions données n'ont évidemment rien d'obligatoire ; elles sont cependant très commodes.

7. Le Rack téléphonique.

Un autre mode de montage des appareils de mesure nous vient de la technique téléphonique, où de nombreuses parties constitutives d'appareils sont montées sur des profilés verticaux en acier. Cette disposition, introduite par GENERAL RADIO (à notre connaissance) dans l'appareillage de mesures, s'appelle *montage en rack* ou *sur baie*. Il est particulièrement approprié à l'assemblage d'un ensemble d'appareils composé d'un certain nombre d'unités indépendantes (comme l'étalon de temps GENERAL RADIO par exemple).

L'idée directrice est alors la suivante : je fixe une fois pour toutes la largeur de mes panneaux, et ne fais différer mes unités que par leur hauteur, qui, chaque fois, sera le multiple d'une longueur donnée. La fixation du panneau (qui maintient derrière lui tout le châssis) est effectuée simplement par 2 vis à gauche et 2 vis à droite, tenant dans un châssis en acier profilé. De cette façon, je peux monter et démonter séparément chaque unité, et même les interchanger, car le perçage est toujours le même.

Comme le montage en rack se rencontre de plus en plus souvent en France, la figure A-4 donne les croquis explicatifs avec dimensions.

La largeur des panneaux est de 460 mm (chiffre baroque comme ceux qui vont suivre, mais qui s'explique par la transformation des

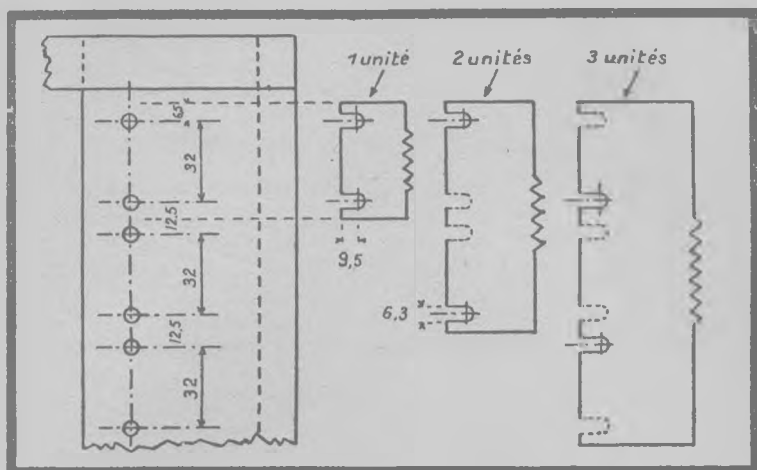


Fig. A-4. — Les cotes du rack standard.

pouces en mm). La hauteur de l'unité est de 45 mm, moins 0,7 mm pour le jeu à l'assemblage. Chaque panneau aura une hauteur qui sera un multiple entier de l'unité, moins 0,7 mm. Sur le châssis, on a prévu 2 trous de fixation par unité.

Sur l'arrière du panneau, il y a 2 joues verticales à rebord qui maintiennent le châssis. Beaucoup de branchements se trouvent à l'arrière. Enfin, un couvercle facilement amovible donne accès au câblage sans démonter l'appareil. Evidemment, du fait des profilés verticaux, la largeur du châssis est plus faible que la largeur du panneau. En fait, elle est de 435 mm.

8. Le Montage improvisé.

Tous les montages ne sont pas définitifs, et la majorité d'entre eux doit pouvoir être rapidement érigée à partir des parties constitutives, et être récupérable une fois les mesures terminées. Quant aux appareils qui doivent être montés définitivement, il est très recommandé de commencer par un châssis d'essai ; on évitera ainsi bien des « veaux à cinq pattes » : coffrets trop petits et châssis trop grands ou mal disposés.

L'expérimentateur doit donc prendre ses dispositions pour être à même de réaliser rapidement un montage. Une alimentation (voir chapitre 26) doit fournir les tensions nécessaires, la maquette ne comportant (en principe) pas cette partie. Il est bon d'avoir un certain nombre de châssis différents pour pouvoir se lancer rapidement dans un essai.

Il est d'usage de monter de grosses alimentations et le matériel d'émission sur des planches en bois. Cette disposition est très commode ; tout est « au-dessus », éventuellement surélevé par des

colonnettes. Le câblage devient accessible, les pièces sont vissées avec de petites vis à bois, tout simplement. La figure A-5 montre un exemple de montage sur planches. Celui qui aime ce type de montage fera bien de se constituer un petit stock de colonnettes, d'équerres et de vis à bois diverses (sans oublier les planches nécessaires), pour pouvoir réaliser rapidement n'importe quel montage.

9. Outils.

Pour percer rapidement un trou dans un châssis ou faire toute autre retouche, il faut un coin d'atelier de mécanicien, avec ses outils. Table à part, de préférence, car les appareils de mesures craignent les chocs et la limaille. L'installation sera composée d'un étau à mors parallèles de taille moyenne, d'une petite perceuse d'établi (très utile, mais cependant pas indispensable) et de quelques outils. Passons-les rapidement en revue :

- 1 porte-scie de mécanicien avec plusieurs lames de scie à métaux ;
- 1 petite chignolle à main ;
forêts de 2 à 10 mm ;
- 3 tournevis de 4, 6 et 8 mm ;
- 1 jeu de clefs à tube de 5, 6, 7, 8, 10 et 12 mm ;
- 1 tournevis d'horloger ;
- 2 paires de précelles de mécanicien ;
- 1 jeu de tarauds de 3 mm ;
- 1 tourne à gauche ;
limes rondes, demi-rondes, plates et tire-points de différentes tailles et grandeurs ;

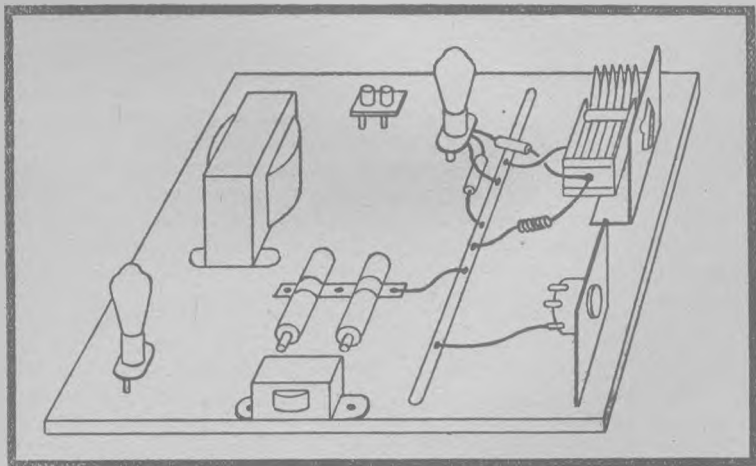


Fig. A-5. Exemple d'un montage sur planches.

- limes-aiguilles pour ajuster des trous ;
- 1 gros et un petit pointeau ;
- 1 petit marteau de mécanicien ;
- 1 grosse et une petite pince plate ;
- 1 queue de morue pour le nettoyage.

Nous n'avons pas mis sur cette liste, puisque ce sont des outils exclusivement utilisés dans la partie radioélectrique :

- 1 fer à souder électrique de 60 à 150 W ;
- 1 pince coupante de côté, dite de dentiste ;
- 1 pince à becs longs recourbés ;
- 1 petite pince plate.

Eventuellement, en plus :

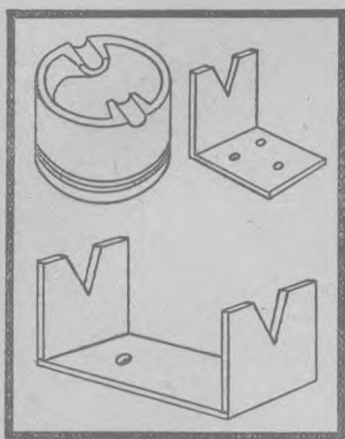


Fig. A-6. — Quelques supports pour le fer à souder. A gauche, un piston de moteur à explosion, coupé dans l'axe des trous.

1 fer à souder 150 à 200 W, pour les grosses soudures, ou 1 appareil à soudure électrique par charbon.

Le fer à souder repose sur un support choisi au gré de l'opérateur ; la plupart des usagers préfèrent le fer placé sur un petit pied « ad hoc », sur la table. Mais d'autres aiment à le placer sous l'établi, ou encore suspendu, panne en haut, dans une fourche établie pour cet usage.

Que chacun choisisse le support à son idée : l'essentiel c'est que le fer à souder chaud ne soit placé ni à même la table, ni sur un appareil quelconque. C'est une discipline à prendre dès le début, et qui évitera les fâcheuses brûlures sur la table, les cordons et les appareils. La figure A-6 montre quelques supports de fer pratiques.

10. Fils de Connexion.

Les plus beaux appareils du monde sont inutilisables, s'il n'y a pas les cordons pour s'en servir. Cette vérité a l'air un peu simpliste, mais nous avons connu bien des laboratoires où un générateur H.F. était chose moins rare qu'une pince crocodile. Or, au moment de la mesure, il est horripilant d'avoir à distraire son attention pour quelque chose d'aussi terre-à-

terre qu'un bout de fil de connexion. Les déchets qui vous tombent alors sous la main sont très souvent sujets à caution, et causent des pannes imprévues et des court-circuits qui peuvent mettre en danger la vie des instruments. Il est donc d'une politique excellente de confectionner à l'avance un bon nombre de ces fils, afin d'être toujours prêt à réaliser un essai dans le minimum de temps.

Que faut-il comme fils de connexion ? Quel genre de fil et quelle terminaison ?

Le fil dont nous ferons les cordons sera souple, à nombreux conducteurs, isolé au caoutchouc et guipé coton. Les longueurs les plus pratiques sont 20, 40 et 80 cm, et quelques spécimens plus longs (1,50 à 2 m).

Comment terminer ces fils ? Il existe, hélas, trop de manières : fiche banane, cosse ouverte ou fermée, simple fil serré dans un trou, ou pince crocodile ou d'émission (dite pince MUELLER), s'agrippant par-dessus tout. Le mieux est, dès le début, de standardiser les cordons qui seront terminés par des fiches bananes que l'on choisira de la meilleure qualité. Une petite provision de cosses ouvertes (les fermées ne sont pas pratiques), terminées par une tubulure de 4 mm à l'intérieur, ainsi que de pinces crocodiles (isolées si possible) peuvent être fixées immédiatement sur les fiches bananes, ce qui rend les cordons universels.

En plus de ces cordons standard, il nous faut un peu de câble blindé à un et à deux conducteurs, de 60 cm et de 2 m de longueur, ainsi que quelques bouts de descente d'antenne blindée de 80 cm.

Signalons ici les terminaisons GRIP-FIL et PICK-FIL de DYNA, si commodes pour le dépannage et les mesures rapides.

Tous ces cordons seront disposés le long des murs sur un certain nombre de crochets. Il y aura peut-être un compromis à faire entre ce qui est pratique et ce qui est esthétique, car cet ensemble de cordons n'a rien de joli...

11. Appareils de Base.

le laboratoire. Toutefois, il n'est malheureusement pas possible de donner une liste de tous les appareils nécessaires et (en même temps) suffisants. Des questions de budget, de goût personnel ou de particularités des recherches interviennent. Nous avons donc éliminé tout appareil spécial, ne servant qu'à des mesures peu courantes ; par contre, ce qui figure sur la liste est *indispensable*, et devra être disponible *pour tout travail*.

Il est évidemment possible de monter la collection progressivement. Bien des savants ont commencé avec peu de choses, et l'absence d'une belle installation ne les a pas empêchés d'enrichir la science de remarquables découvertes ; mais le monde électronique, dont la radio n'est qu'une petite fraction, s'est tellement compliqué depuis quelques années, que l'on ne saurait s'y consacrer sans être outillé.

Ayant maintenant déblayé toutes les questions se rattachant à l'ensemble du laboratoire, nous en arrivons aux appareils qui, à vrai dire, constituent à eux seuls

Le premier outil, c'est un *contrôleur universel* pour courant continu et alternatif, permettant aussi de mesurer les résistances dans une gamme aussi grande que possible. Comme c'est l'outil le plus utilisé, et en plus d'un service assez dur, on lui demande encore de la précision, il est bon de le choisir de première qualité mécanique et électrique.

Plus loin, dans la section D, nous verrons la question plus en détail. Ici, nous bornerons notre cahier des charges à une grande sensibilité, ce qui signifie faible consommation. Il y a quelques années, $1.000 \Omega/V$ (ou 1 mA de déviation totale) était un beau chiffre. Aujourd'hui, nous avons des voltmètres avec 5 000 à 20 000 Ω/V (200 à 50 μA), et, peut-être, ces chiffres s'amélioreront-ils encore, bien que ce soit de plus en plus difficile.

Le deuxième outil, c'est la *source haute fréquence*. Comme nous verrons à la section C, ce pourra être un générateur H.F., un oscillateur ou une hétérodyne modulée. Dans un laboratoire, le snobisme veut que ce soit un générateur étalonné, avec des microvolts dosables et sans fuites. Or, un tel appareil, forcément très cher, n'est utile que pour les mesures de sensibilité d'un récepteur. Pour toute autre mesure, un oscillateur étalonné est suffisant, et souvent même, on peut se contenter d'une hétérodyne du commerce, à bas prix.

Lorsque l'installation du laboratoire demande plusieurs sources H.F., on pourrait n'acquérir qu'un seul générateur, pour les mesures de sensibilité (et toutes autres, évidemment), et constituer le reste de l'outillage par des oscillateurs et hétérodynes, éventuellement construites à la maison.

Le troisième appareil est le *voltmètre électronique*. Il en existe différentes catégories (section E); aucun n'est universel. Un voltmètre à détection plaque (éventuellement monté maison) rendra déjà de grands services; mais, si les moyens le permettent, un voltmètre de crête (à détection diode) est préférable, sauf pour les mesures où son impédance d'entrée est trop faible. Cet appareil peut être acheté dans le commerce, plusieurs maisons en fabriquent. Il est aussi possible de le monter soi-même, en faisant quelques sacrifices au point de vue de la stabilité et de la précision. Autrement, le montage serait long et très compliqué.

Comme quatrième outil, il faut une *source B.F.* Selon que l'on choisit un générateur à battements ou un oscillateur à fréquence fixe, c'est un appareil très coûteux ou bon marché. Presque toujours, on peut se contenter du modèle le plus simple, assez facile à monter soi-même (surtout lorsqu'on dispose d'un oscillographe cathodique). Mais, en raison de la commodité de l'utilisation, le générateur à battements est bien préférable, à condition qu'il soit bon. La construction d'un bon générateur à battements est très délicate. Voir, à ce sujet, la section C III.

Le cinquième outil (bien des expérimentateurs l'auraient placé en premier), c'est un *oscillographe cathodique* (section F). Cette exigence, plus que toute autre, effraye bien des laboratoires modestes et des expérimentateurs à la bourse plate. Il est vrai qu'un oscillo-

graphe commercial est assez cher actuellement. Peut-être les prix baisseront-ils par la suite ; mais c'est là, par excellence, un appareil que l'on peut monter soi-même. Un tube cathodique de 7 cm de diamètre donne déjà de bons oscillogrammes, si la concentration est satisfaisante ; car ce qui compte réellement, c'est le rapport du diamètre de l'écran au diamètre du spot, et ce rapport peut être plus favorable pour un petit tube à spot fin que pour un grand dont la concentration serait mauvaise.

Le prix d'un tel tube (DG 7-1 ou 906) n'est pas très élevé. Tout le reste peut être réalisé à partir de pièces courantes. Pour le début, le tube cathodique avec son alimentation et une *base de temps* peuvent suffire. Par la suite, on y ajoutera un *amplificateur vertical*. Un *modulateur de fréquence* pourra rendre de grands services dans l'étude des bobinages et circuits H.F. et M.F. En dehors de cette application (qui intéresse surtout les récepteurs), il n'est pas d'une grande utilité.

Le sixième appareil, c'est un *pont de mesures*. Un simple pont de SAUTY pour résistances et capacités peut être acheté ou monté sans trop de difficulté. Un *pont d'impédances*, mesurant R, C et L est évidemment plus intéressant, mais aussi beaucoup plus coûteux et plus difficile à construire (section J).

En plus de ces six appareils « de base », il peut être intéressant de disposer des appareils suivants :

Un *lampemètre-analyseur*, permettant d'effectuer commodément et rapidement toutes les mesures et essais sur une lampe. Toutefois, nous reconnaissons que beaucoup d'expérimentateurs en sont adversaires, puisqu'ils disent que l'on peut faire tous les essais de lampes sur le montage même. C'est tout à fait juste, et c'est pourquoi nous ne considérons pas l'analyseur comme un appareil indispensable ; mais il faut admettre qu'il est très pratique, et évite beaucoup de pertes de temps.

Ceux qui travailleront avec des récepteurs auront tout avantage à employer un *output-mètre*. Il est facile d'en construire un pour des mesures approximatives, mais lorsqu'il s'agit de mesurer avec précision des watts modulés sur une impédance connue, il pourrait être préférable de l'acheter.

D'autres montages, à construire par l'opérateur, ne figurent pas sur cette liste. Ainsi, une *alimentation* haute tension et filaments est extrêmement utile pour faire fonctionner maquettes et montages d'essai. Eventuellement, ces tensions peuvent être prises sur un poste, qui nous servira en même temps comme amplificateur B.F. et récepteur. Un de ces vieux postes à réaction, dont les gens se débarrassent aujourd'hui à bon marché, conviendra parfaitement, et sera même à préférer à un superhétérodyne.

Pour certains travaux d'étalonnage, un « moniteur » apériodique sera très utile. C'est encore un montage qui pourrait être alimenté à partir de l'alimentation de laboratoire. Un standard de fréquence, tel qu'il est décrit à la section I, est très commode lorsqu'il est nécessaire de disposer de fréquences fixes très précises. D'autres

montages particuliers sont décrits dans le texte, mais tous ne sont pas indispensables, et la possession des six appareils « de base » peut suffire.

D'un autre côté, un certain stock de lampes et de pièces détachées de toute sorte est nécessaire et facilitera le travail. En particulier, quelques *instruments de mesure* (milli- et micro-ampèremètres et voltmètres) rendront de grands services ; car le contrôleur le plus perfectionné du monde ne peut être qu'à un seul endroit à la fois et s'avère totalement insuffisant lorsqu'il y a plusieurs tensions ou courants à surveiller. D'autre part, il est préférable de ne pas immobiliser un appareil universel dans un montage, mais plutôt de le garder disponible pour une mesure rapide quelconque.

D'autre part un contrôleur universel est généralement un instrument dans lequel la précision est sacrifiée à la commodité d'emploi. Pour des mesures précises, il est donc nécessaire de disposer d'appareils étalons, avec une marge d'erreur très réduite et connue. Il va de soi, ces instruments doivent être traités avec le plus grand soin, et ils ne serviront jamais comme indicateurs dans un montage d'essai quelconque. Vu leur prix, les expérimentateurs aux moyens réduits s'en passeront, alors qu'un laboratoire de quelque importance doit avoir une belle série d'instruments étalons.

Ces appareils seront à grande longueur d'échelle, lecture par *aiguille couteau et miroir* et munis d'une *remise à zéro*. Il est évident que l'on ne saurait les prendre que de *première marque*. Lorsqu'il s'agit, d'appareils d'occasion, il est *indispensable* de les faire vérifier, autant que possible par le fabricant. Nous recommandons l'acquisition des appareils suivants :

1. — Un *voltmètre continu* à cadre mobile, sensibilités 5 - 50 - 200 et peut-être 500 V. Consommation 2 mA, sinon moins. (En général, les appareils de précision consomment plus que les autres). Précision demandée : 1 %.

2. — Un *milliampèremètre continu* à cadre mobile, sensibilités 1 - 10 - 100 et peut-être 1 000 mA. Chute de tension aux bornes : 100 mV au plus. Précision nécessaire : 1 %.

3. — Un *voltmètre courant alternatif* (de préférence à palette magnétique) de précision, si possible *astatique*. Sensibilités : 5 - 15 et 150 V (avec, en plus, éventuellement, 300 et 600 V). Précision demandée : 1,5 à 2 %.

4. — Un *milliampèremètre alternatif* de précision (à palette ou électro-dynamique), sensibilités : 10 - 50 - 200 et 1 000 mA. Précision : 1,5 à 2 %. (Ce dernier appareil est moins important que les autres).

5. — Un *microampèremètre* à cadre (à suspension ou à pivots), sensibilité : 50 ou 100 μ A, à faible résistance. Une précision de 2 % est suffisante.

Nous ne mettons pas sur cette liste des ampèremètres, à thermocouples et appareils thermiques. En effet, on peut étalonner à 50 périodes un instrument quelconque au moyen des appareils ci-dessus, et revoir cet étalonnage de temps en temps, ce qui n'est pas superflu.

12. Accessoires.

Bien qu'ils n'aient rien qui puisse « épater » les visiteurs, certains accessoires sont pratiquement indispensables dans un laboratoire. Voici leur énumé-

ration :

1. — Un bon *casque* (8 000 Ω par exemple), avec cordons terminés par fiches bananes ou jack, selon les prises prévues sur les appareils de mesure. Nous conseillons vivement d'*unifier* ces prises, afin de pouvoir utiliser le même casque sur tous les appareils.

2. — Un *autotransformateur continûment variable* de 0 à 130 ou 150 V. Ces appareils, qu'on trouve dans le commerce sous la dénomination d'ALTERNOSTAT (FERRIX), RHEOTOR, VARIAC (GENERAL RADIO), et autres, rendent d'énormes services, surtout pour les étalonnages en tensions ou courants.

3. — Pour suppléer à la carence du précédent, et aussi pour ne pas l'immobiliser pour tous les usages, un *survolteur-dévolteur* est utile.

4. — Un *condensateur variable* de bonne qualité, muni d'un cadran à lecture précise, est nécessaire dans la plupart des mesures en H.F. Soigneusement étalonné, il peut figurer comme étalon de capacité. Sa capacité sera de 450 à 500 μF , avec faible résiduelle.

5. — A défaut d'une *boîte à décades* de résistances étalons, qui doit exister dans tout laboratoire complet, une telle boîte de fabrication maison la remplacera. Même si sa précision n'est que de 1 à 2 % (car les appareils du commerce sont de 0,1 à 0,5 % !), elle nous suffira. Nous aurons même la possibilité d'étendre sa gamme jusqu'à 1 (ou même 10) $\text{M}\Omega$. Malheureusement, les décades commerciales (surtout d'ancienne fabrication) ne dépassent pas 10 000 Ω . Les valeurs inférieures à 10 Ω sont généralement inutiles en radio.

6. — De même, on peut réaliser une *boîte à décades de capacités*, qui couvrira les valeurs entre 1 000 pF et 1 (ou même 10) μF . Des détails de construction seront donnés dans le chapitre consacré aux étalons d'impédance (section G).

7. — Un *transformateur d'adaptation* à impédances multiples, qui servira constamment, en particulier pour la mesure des puissances de sortie (Outputmètre). Impédances primaires : 2, 5, 10, 15, 50 et 500 Ω , et au secondaire : 500, 2 000, 2 500, 4 000, 7 000, 10 000 et 20 000 Ω .

D'autres accessoires, plus particuliers, seront indiqués dans des chapitres suivants.



SECTION B

LES MESURES

13. Qu'est-ce qu'une mesure ?

Il est logique qu'avant d'entrer dans le détail des mesures, nous disions deux mots sur LA MESURE.

Chez les êtres sauvages du plus bas niveau intellectuel, il existe seulement des mots exprimant la nature et la qualité des choses : du pain, de l'eau, etc... L'idée de *quantité* est inconnue.

A l'échelon supérieur, on trouve le début de l'*appréciation quantitative*, qui s'exprime par des mots tels que « beaucoup, peu, haut, bas, fort, faible », etc... La description devient plus complète, mais reste encore insuffisante.

C'est ensuite seulement, que l'homme a appris à compter, en commençant par ses dix doigts. Le dénombrement de 3 hommes ou de 3 arbres a dû suggérer la comparaison de 3 doigts, représentant alors des hommes ou des arbres. Les chiffres romains sont bien des figurations de nombres de doigts et de mains et peut-être faut-il chercher l'origine du système décimal dans les dix doigts de la main.

Les progrès sociaux (dans les rapports entre hommes) et techniques demandaient de plus en plus l'application d'un *système de numération* précis et complet, ainsi que la définition de *quantités étalons*. Ainsi, une récolte de blé pouvait être évaluée en un nombre déterminé de quantités étalons de ce blé, et de ce fait était parfaitement définie.

Toutefois, si chaque chose avait sa mesure, la quantité étalon de blé n'avait rien de commun avec la quantité étalon de vin. De plus, les pays encore dépourvus de communications avaient créé chacun son propre système de mesures, et la quantité étalon de blé d'une ville était différente de celle d'une autre. Peut-être dira-t-on un jour, que l'innovation la plus importante de la Révolution française a consisté dans la création et l'application du système métrique qui fut à la base de toutes les unités de mesure actuellement employées, et qui a rendu homogènes toutes les unités.

Tout progrès technique marche de pair avec le développement des systèmes et méthodes de mesure, et c'est la mesure qui permet

le progrès technique. Mais comme ce livre est destiné au praticien, et non au philosophe, nous arrêtons là cette digression, que nous n'aurions cependant pas voulu omettre. Citons seulement, pour finir, les paroles célèbres de LORD KELVIN :

« Si vous pouvez mesurer ce dont vous parlez, si vous pouvez l'exprimer par un nombre, vous savez quelque chose de votre sujet ; mais si vous ne pouvez pas le mesurer, si vous ne pouvez pas l'exprimer en nombre, vos connaissances sont d'une pauvre espèce et bien peu satisfaisantes ».

14. Principe d'une Mesure.

D'après ce que nous venons de dire, *mesurer* une grandeur quelconque revient à la *comparer* à une *quantité connue* : l'étalon. Le résultat de la mesure nous enseigne que, si X est le nombre de fois dont la grandeur inconnue est supérieure à l'étalon, la valeur recherchée est X fois celle de celui-ci. Ainsi, en comparant un poids P de farine (1) au poids étalon, soit 1 kg, je trouve par exemple que la farine pèse 9 fois plus, soit $X = 9$. Le résultat de la pesée (qui est une mesure !) est $P = 9 \text{ fois } 1 \text{ kg}$, soit 9 kg.

Dans cet exemple, trois éléments sont nécessaires : Tout d'abord la chose ou la *grandeur inconnue* (évidemment !), puis *l'étalon*, et enfin le *dispositif comparateur* qui, ici, est la balance. Ces trois éléments constituent le *minimum indispensable*, bien que les deux derniers puissent être confondus en un seul (2). Ainsi, par exemple, dans le cas de la mesure d'un courant au moyen d'un ampèremètre, l'étalon est constitué par le couple de rappel des spirales, qui s'oppose au couple moteur dû au courant inconnu et c'est le mouvement qui sert de comparateur des deux forces mises en évidence par l'aiguille.

Par contre, il y a souvent bien plus de trois éléments dans une mesure !

15. Sensibilité de la Mesure.

La notion de la *sensibilité* d'une mesure est bien différente de celle de la *précision*, dont nous parlerons par la suite, mais elle est quelquefois confondue avec cette dernière. Dans notre exemple de pesée, portant sur 9 kg, nous serons vite arrêtés par les imperfections de la balance, si nous voulons pousser la mesure jusqu'au gramme. Admettons, par exemple, que 9,01 kg font pencher la balance d'un côté, et 9,02 kg de l'autre. Dans ce cas, l'incertitude est de $9,02 - 9,01 = 0,01 \text{ kg} = 10 \text{ g}$, et il ne sert à rien d'employer des poids étalonnés au mg. Toutefois, il est possible d'utiliser une balance plus sensible, qui donnerait par exemple une incertitude seulement de 1 g, ce qui est déjà beaucoup mieux. Nous retiendrons donc, que la *sensibilité d'une mesure dépend uniquement de la perfection du dispositif comparateur*, et est indépendante de la qualité des étalons. C'est grâce à ce fait que les méthodes de mesure au pont permettent d'obtenir un haut degré de précision.

(1) Le lecteur nous excusera de puiser nos exemples dans la vie journalière ; c'est uniquement en vue de rendre l'exposé plus clair.

(2) Balance automatique, dont le modèle le plus simple est le "peson" dont l'emploi est, d'ailleurs, prohibé en France, et où l'étalon est constitué par la force de rappel du ressort.

16. Interpolation et Extrapolation.

culier, d'un galvanomètre de zéro au voisinage du point de repos. Mais on peut obtenir quand même un résultat très rapproché au moyen d'une interpolation. Le chapitre consacré au pont de WHEATSTONE donne des détails pratiques pour l'application de cette méthode.

Par contre, s'il est relativement facile d'*interpoler* (les deux valeurs limites étant connues), il est toujours hasardeux d'*extrapoler*, c'est-à-dire de déterminer un point situé au delà des mesures effectuées, et il convient d'accueillir le résultat ainsi obtenu avec toutes réserves.

17. Nécessité de la Notion : Erreurs de Mesure.

Le résultat d'une mesure, à lui seul, n'a pas plus de valeur qu'une appréciation au « pifomètre ». Il doit absolument être accompagné par la valeur de la tolérance probable. Revenons à l'exemple de la pesée donné plus haut.

Le poids déclaré, 9 kg, pourrait très bien être de 9,9 kg, ce qui signifie que la pesée est faite à 900 g, soit 10 % près. Or, ce qui est admissible pour des choses ménagères (et encore !), ne l'est plus dans le domaine scientifique. Il y a bien des grandeurs difficilement saisissables au point de vue métrologique et il y a des mesures de laboratoire faites à 10, et même 20 %. Seront-elles à rejeter pour cela ? Non, à condition que l'erreur soit connue.

Soit, par exemple, le cas de la mesure de la sensibilité d'un récepteur (section K). J'ai mesuré 10 μV . En calculant la précision de l'opération, je trouve 20 %, ce qui semble très fort. La sensibilité réelle sera donc comprise entre 8 et 12 μV , mais ces chiffres-là sont suffisamment explicites. Dans ce cas, il est évidemment inutile de chercher des décimales.

Un autre exemple. J'ai besoin d'une résistance précise à 1 %. Or, mon appareillage ne me permet pas de dépasser une précision de 2 %. Il est donc inutile d'aller plus loin, la résistance ne pourra satisfaire au cahier de charges fixé. D'autre part, différentes maisons fabriquent des résistances étalonnées à 1, 0,5 et 0,1 %. Les prix augmentent considérablement dès que l'on pousse la précision un peu loin. Je n'ai donc aucun avantage à dépasser 1 %, puisque c'est suffisant pour le but proposé.

Il est donc primordial de connaître la précision d'une mesure. Ce qui nous amène directement au calcul des erreurs.

18. Calcul des Erreurs.

Il arrive que l'indicateur ne donne pas de réponse au voisinage immédiat du zéro, ou que la précision de lecture soit trop faible, ce qui est le cas, en particulier,

Le résultat d'une mesure, à lui seul, n'a pas plus de valeur qu'une appréciation au « pifomètre ». Il doit absolument être accompagné par la valeur de la

tolérance probable. Revenons à l'exemple de la pesée donné plus haut.

Le poids déclaré, 9 kg, pourrait très bien être de 9,9 kg, ce qui signifie que la pesée est faite à 900 g, soit 10 % près. Or, ce qui est admissible pour des choses ménagères (et encore !), ne l'est plus dans le domaine scientifique. Il y a bien des grandeurs difficilement saisissables au point de vue métrologique et il y a des mesures de laboratoire faites à 10, et même 20 %. Seront-elles à rejeter pour cela ? Non, à condition que l'erreur soit connue.

Soit, par exemple, le cas de la mesure de la sensibilité d'un récepteur (section K). J'ai mesuré 10 μV . En calculant la précision de l'opération, je trouve 20 %, ce qui semble très fort. La sensibilité réelle sera donc comprise entre 8 et 12 μV , mais ces chiffres-là sont suffisamment explicites. Dans ce cas, il est évidemment inutile de chercher des décimales.

Un autre exemple. J'ai besoin d'une résistance précise à 1 %. Or, mon appareillage ne me permet pas de dépasser une précision de 2 %. Il est donc inutile d'aller plus loin, la résistance ne pourra satisfaire au cahier de charges fixé. D'autre part, différentes maisons fabriquent des résistances étalonnées à 1, 0,5 et 0,1 %. Les prix augmentent considérablement dès que l'on pousse la précision un peu loin. Je n'ai donc aucun avantage à dépasser 1 %, puisque c'est suffisant pour le but proposé.

Il est donc primordial de connaître la précision d'une mesure. Ce qui nous amène directement au calcul des erreurs.

Nous avons dit plus haut que l'étalon exact dans le sens absolu du mot n'existe pas. Et il ne peut pas exister(1), car nos méthodes de mesure ne pourraient

(1) - Il peut, toutefois, exister des étalons, par définition baptisés tels, comme, par exemple, le mètre étalon du PAVILLON de SÈVRES.

pas le déceler. Soit, par exemple, des résistances garanties à $\pm 1 \%$. Si leur valeur est de $1\,000\ \Omega$, elles devront donc être comprises entre 990 et $1\,010\ \Omega$. Or, il y en aura peut-être qui auront $1\,001\ \Omega$, ce qui ferait $0,1 \%$, et peut-être même $1000,001$, ce qui correspond à 10^{-6} ($1/10\,000$ de %). Mais, à moins de l'avoir mesurée à nouveau, j'adopte le chiffre donné par le fabricant, soit 1% .

Le calcul d'erreur est caractérisé par le fait que *je me place systématiquement dans le cas le plus défavorable*. Ainsi, la précision indiquée risque de résulter d'une appréciation pessimiste, *mais est certainement plus mauvaise que la réalité*.

Pour connaître l'erreur d'une mesure, je fais la somme de toutes les erreurs partielles. Celles-ci se composent de :

1. *Erreurs systématiques*, dues à la qualité des étalons utilisés.
2. *Erreurs accidentelles* (résistances des fils de connexion, rayonnement, couplages parasites, etc.).
3. *Erreurs de sensibilité* (voir chapitre 15).
4. *Erreur due à l'opérateur*, particulièrement évidente dans les mesures acoustiques, où l'oreille de l'expérimentateur sert de juge, souvent imparfait.
5. *Erreur de détermination*, exemple : condensateur variable étalonné, avec dispositif de lecture imparfait.

Pour illustrer ce que nous venons de dire, prenons le cas d'un pont de WHEATSTONE (fig. B-1). Appelons ε_{R_1} l'erreur due à R_1 , ε_{R_2} celle de R_2 , etc. En continu, pour des valeurs moyennes des

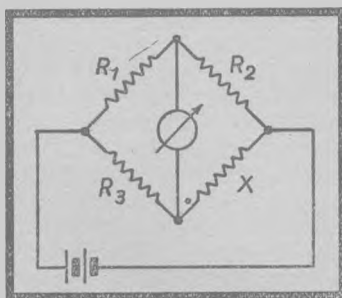


Fig. B-1. — Calcul d'erreurs sur un pont de WHEATSTONE.

résistances, nous pouvons négliger les erreurs accidentelles de sensibilité et celles dues à l'opérateur. L'erreur de détermination (lecture du galvanomètre à miroir) est également négligeable. L'erreur totale commise sera $\Delta\varepsilon = \varepsilon_{R_1} + \varepsilon_{R_2} + \varepsilon_{R_3}$.

$$\text{Soient : } \varepsilon_{R_1} = 0,5 \%$$

$$\varepsilon_{R_2} = 0,5 \%$$

$$\varepsilon_{R_3} = 5 \%$$

$$\text{Nous aurons } \Delta\varepsilon = 0,5 + 0,5 + 5 = 6 \%$$

On voit donc que l'élément ε_{R_3} est à lui seul prédominant. Si la précision de R_1 et R_2 était deux fois moins bonne (1 au lieu de $0,5 \%$), l'erreur totale n'aurait augmenté que de 1% . Par contre, si on avait pu utiliser pour R_3 une résistance précise à $0,5 \%$, comme les autres, on aurait obtenu :

$$\Delta\varepsilon = 0,5 + 0,5 + 0,5 = 1,5 \%$$

Cet exemple montre que la précision de la mesure dépend largement du *nombre* et de la *qualité* des éléments susceptibles d'intervenir comme sources d'erreur. Il importe donc de choisir la méthode en tenant compte de ces considérations. C'est pour cette raison que les ponts donnent toujours davantage de précision que les circuits à lecture directe.

19. Unités et Notations.

Bien des auteurs négligent dans leurs publications la désignation des unités employées, soit en les oubliant tout simplement, soit en utilisant des symboles serronnés.

Pour plus d'homogénéité, nous publions ci-après un tableau récapitulatif des unités que nous aurons à employer. On remarquera, en particulier, que κC et MC y sont remplacés par κHz et MHz . En

Qualité	Symboles	Unité	Multiples et sous-multiples	Valeur
Longueur	l	m (mètre)	km cm mm	10^3 m 10^{-2} m 10^{-3} m
Force-poids	p	g (gramme)	to kg mg	10^6 g 10^3 g 10^{-3} g
Temps	t	s (seconde)	h min	3 600 s 60 s
Intensité	I	A (Ampère)	mA μA	10^{-3} A 10^{-6} A
Tension, différence de potentiel	E, V, U	V (Volt)	kV mV μV	10^3 V 10^{-3} V 10^{-6} V
Puissance	P	W (watt)	kW mW	10^3 W 10^{-3} W
Résistance (impédance)	R (Z)	Ω (ohm)	M Ω k Ω	10^6 Ω 10^3 Ω
Self-induction (ind. mutuelle)	L M	H (Henry)	mH μH	10^{-3} H 10^{-6} H
Capacité	C	F (Farad.)	μF pF (= $\mu\mu F$)	10^{-6} F 10^{-12} F
Fréquence	f	Hz (Hertz)	MHz (= MC/s) κHz (= $\kappa C/s$)	10^6 Hz 10^3 Hz
Long. d'onde	λ	m (mètre)		
Pulsation	ω	(radians par s.)		
Champ magn.	H	(Ørsted)		
Induction	B	(Gauss)		
Flux magnét.	Φ	(Maxwell)		
Pente	S	A/V (ampère par volt)	mA/V	$10^{-3} A/V$

effet, $1 \text{ kHz} = 1 \text{ kC/s}$. La notion kC seule, sans mention de la dimension temps, n'a aucun sens. Pour désigner une fréquence, on ne dit jamais 50 C , mais 50 C/s , et ce n'est qu'aux kC et MC que l'usage a supprimé les secondes.

Habituellement, on partage en trois gammes les fréquences utilisées en radio :

H.F. (haute fréquence) de 80 kHz à 100 MHz .

B.F. (basse fréquence) de 0 à 25 kHz , et

F.Z. (fréquence zéro = courant continu), 0 Hz , ce qui est une désignation logique et homogène par rapport à H.F. et B.F. Intentionnellement, nous avons omis M.F. (moyenne fréquence), puisqu'elle ne désigne pas une bande de fréquences déterminée. Habituellement, elle est comprise entre 50 et 500 kHz , donc dans la H.F.

D'autre part, l'usage des récepteurs a introduit les subdivisions suivantes, pour la H.F. :

G.O. (grandes ondes) de 100 à 500 kHz

P.O. (petites ondes) de 500 à $1\,800 \text{ kHz}$

O.C. (ondes courtes) de 5 à 15 MHz

O.T.C. (ondes très courtes) de 15 à 30 MHz

O.U.C. (ondes ultra-courtes) au delà de 30 MHz

Les abréviations suivantes sont courantes en radio :

C.V. pour condensateur variable.

C.O. » circuit oscillant.

H.T. » haute tension.

B.T. » basse tension.

H.P. » haut-parleur.

C.A.V. (ou A.V.C.) pour antifading.

(Commande Automatique de Volume).

SECTION C

SOURCES DE TENSION

20. Classification en trois Catégories.

Cette partie, à elle seule, suffirait à remplir quelques gros livres. Pour subdiviser ce sujet, nous adoptons une classification selon les *trois gammes de fréquences* :

F.Z. (fréquence zéro = courant continu), B.F. et H.F. En effet, au point de vue des sources, il n'y a pas grand'chose de commun entre une pile et une hétérodyne d'une part, et entre un oscillateur H.F. et un générateur B.F. à battements, d'autre part, si on juge d'après l'aspect et la désignation. Cependant, tous les trois délivrent l'énergie électrique, différenciée uniquement par la bande occupée dans le spectre des fréquences.

Les tensions et débits fournis sont, en général, en rapport avec les valeurs requises, mais il n'y a rien de limitatif là-dedans. Il nous semble absurde d'exiger d'un générateur H.F. une amplitude de 250 V sous quelque 60 mA, alors que c'est chose courante dans le cas d'une alimentation H.T. d'un récepteur; cependant, il n'y a rien d'irréalisable ni même d'in vraisemblable dans ce cahier des charges. Le tout est d'utiliser les moyens appropriés pour atteindre le but proposé.

SOURCES DE CONTINU

21. Applications du Continu.

Elles sont très peu nombreuses. On se sert du courant continu pour l'alimentation des lampes et comme source pour les ponts de WHEATSTONE et les ohmmètres. C'est la première application qui est la plus importante.

Les tensions requises pour le fonctionnement d'une lampe sont de trois sortes, appelées très commodément par les Américains A, B et C. « A » est la *source de chauffage*, qui est obligatoirement continue pour les tubes à chauffage direct. Comme actuellement, les lampes sont essentiellement à chauffage indirect (sauf celles destinées au fonctionnement sur batteries), on alimentera le filament directement en alternatif au moyen d'un transformateur (ou à l'aide de résistances série, si le montage est tous courants). Par « B », on désigne la H.T., alimentant *plaques et écrans*. Celle-ci est obligatoire-

ment continue. Enfin, C est la *tension de polarisation* appliquée extérieurement, comme dans le cas des lampes fonctionnant en classe B ou C.

Les sources employées sont de trois sortes : *piles*, *accumulateurs* et *redresseurs*. Toutes ces « sources » ne sont en réalité que des transformateurs d'énergie, car piles et accumulateurs transforment de l'énergie chimique en énergie électrique, et les redresseurs font du continu avec de l'alternatif. La différence entre piles et accumulateurs réside dans le fait que les premières reçoivent leur énergie potentielle sous forme chimique à la fabrication, et ne sont pas régénérables, alors que les derniers emmagasinent cette énergie sous forme électrique lors de la charge, et peuvent être rechargés.

22. Piles, Accumulateurs, ou Redresseurs ?

Des trois, c'est l'ensemble redresseur qui est le plus compliqué, puisqu'il exige un transformateur, une valve avec son support, et un filtre. Malgré tout, la tension fournie présente encore des ondulations plus ou moins importantes qui sont fort gênantes dans certains cas. Aussi, les ponts de WHEATSTONE sont-ils toujours alimentés par une pile, de même que les ohmmètres (sauf de rares exceptions).

Depuis la guerre, surtout, on a par trop considéré la pile comme le parent pauvre dans la famille des sources. On peut établir graphiquement dans quelles conditions la pile est supérieure aux dispositifs d'alimentation sur secteur, au point de vue économie, poids et encombrement. Pratiquement, c'est le cas des *courants faibles* et, dans une certaine mesure, des *tensions faibles*. Remplacer la pile de 1,5 V, dans un pont de mesure, par une alimentation secteur, serait une folie, car l'ensemble serait infiniment plus coûteux, plus lourd et plus encombrant. Par contre, l'alimentation par piles d'un amplificateur de puissance serait tout aussi ridicule, à moins que des circonstances spéciales ne l'exigent.

Dans le cas de certains appareils de mesure, exigeant une grande constance dans les tensions, une alimentation sur secteur demanderait des dispositifs de stabilisation encombrants et coûteux, et ces raisons font pencher la balance en faveur des piles. Il peut donc être envisagé d'alimenter voltmètres à lampes et oscillateurs sur piles. Le montage devra être étudié dans ce cas en vue d'une faible consommation, afin de réduire les dimensions de la pile et d'augmenter sa durée.

Toutefois, si l'appareil doit servir journellement et à raison de 8 heures par jour, les piles nécessiteront un remplacement fréquent, ce qui rend le fonctionnement onéreux. Au contraire, si l'appareil ne sert que très rarement, les piles périront par dessèchement, et lorsqu'on voudra faire une mesure, elles risqueront d'être à plat.

23. En Résumé :

Il ressort de cela que les piles constituent une source préférable à l'alimentation sur secteur, dans des cas bien déterminés. Les facteurs suivants militent en leur

faveur (abstraction faite des raisons économiques) :

- Faible tension.
- Faible intensité du courant.
- Grande constance de la tension.
- Absence complète d'ondulations.
- Portabilité.
- Indépendance du réseau.

Contre les piles, il y a les facteurs suivants :

- Forte tension.
- Courant intense.
- Durée d'emploi très longue.
- Emploi très peu fréquent.

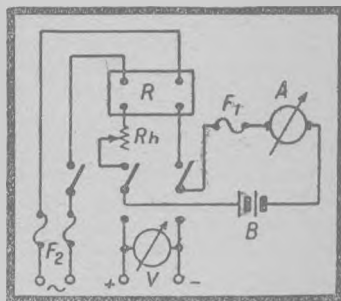
Dans tout ce qui précède, les accumulateurs sont assimilables aux piles. Ils sont préférables dans le cas de forts débits et lorsque la charge est facile ; par contre, ils sont peu intéressants pour l'emploi dans les appareils portatifs, à moins qu'ils soient du type à électrolyte immobilisé.

24. Secteur continu.

Les secteurs à 50 (et même à 25 Hz) se prêtent bien à l'alimentation haute tension ; par contre, les quelques secteurs à courant continu qui existent toujours

sont bien moins agréables comme sources d'énergie pour le laboratoire. La plus belle solution est alors donnée par l'installation d'un

Fig. C-1. — Tableau de charge d'une batterie d'accumulateurs.



groupe convertisseur, fournissant de l'alternatif à 50 Hz à partir du secteur continu. Il existe, d'ailleurs, aussi des convertisseurs statiques à deux thyratrons, remplissant la même besogne.

A défaut d'un convertisseur, on est bien obligé d'utiliser les appareils en tous-courants. De plus, il convient de filtrer très énergiquement le soi-disant continu, car il est souvent modulé par des parasites industriels et la B.F. des dynamos.

25. Emploi des Accumulateurs.

Une batterie de voiture 6, 12 ou 24 V est extrêmement utile dans un laboratoire. Elle demande évidemment des soins et un entretien qui sortent du cadre

de cet ouvrage, et que les constructeurs indiquent sur demande.

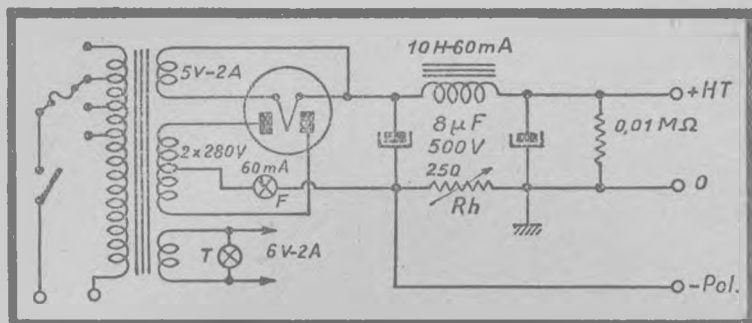


Fig. C-2. — Une alimentation pratique pour le laboratoire.

Comme les accumulateurs dégagent des vapeurs acides, pouvant attaquer les appareils de mesure, on fera bien de les installer dans une pièce voisine. Le courant sera amené à la table de travail par des conducteurs de forte section.

La figure C-1 montre le schéma d'un tableau pour charge et décharge. Comme instruments, il y a un voltmètre et un ampèremètre à zéro central, type « charge-décharge ». Un inverseur tripolaire branche la batterie soit sur le redresseur R, soit sur les bornes d'utilisation et le voltmètre. En position « charge », le secteur est branché sur le redresseur. Un rhéostat de charge R_h doit être prévu. Comme le courant de court-circuit peut être très élevé, il est indispensable de monter des fusibles convenables avant l'interrupteur. Il faut également prévoir des fusibles sur l'entrée du redresseur.

Une batterie d'accumulateurs de 90 à 180 V est très utile, mais peut être remplacée par une bonne alimentation sur secteur. Les batteries à faible capacité donnent bien plus d'ennuis que les accumulateurs de voiture.

26. Alimentation sur Secteur.

Une haute tension très com-
mode pour les essais et mesures
est représentée dans la figure C-2 ;
elle ressemble beaucoup à la
partie alimentation d'un récep-
teur courant. A noter, toutefois,
le fusible F, constitué par une
ampoule de cadran 6 à 7 V (0,3 A). En cas de court-circuit, il est, en
effet, préférable de sacrifier cette ampoule, plutôt que la valve ou
le transformateur, sinon les deux.

Une résistance de 6 W dite « bleeder » dans la littérature anglo-saxonne est constamment branchée sur la sortie, évitant ainsi les surtensions à vide. Elle régularise aussi, quelque peu, la tension, car une augmentation entraîne une croissance du débit, ce qui tend à faire baisser la tension. Cette résistance R doit, pour être efficace, consommer au moins 20 à 25 mA. En la remplaçant par un potentiomètre (de puissance suffisante), on obtient une source de haute tension variable entre 0 et le maximum.

Entre le premier et le second condensateur de filtrage ($8\ \mu\text{F}$, 500 V ou plus), on trouve un rhéostat R_h , permettant de délivrer en P un potentiel de polarisation variable, négatif par rapport à la masse. La valve peut être quelconque. Des valeurs commodes pour les tensions sont : H.T. 250 V, 0 à 60 mA (ou plus, si nécessaire), polarisation 0 à 10 V, sans débit. Le transformateur pourra être du type $2 \times 280\text{ V}$, 60 mA ou d'un modèle plus fort.

Une prise filament 6 V fait de l'ensemble une alimentation complète. Une ampoule témoin T signale le fonctionnement.

Une façon élégante d'obtenir une H.T. variable par bonds est représentée dans la figure C-3. Cette solution a l'inconvénient de nécessiter 2 transformateurs, dont le premier au moins n'est pas standard, car son primaire possède des prises de 10 en 10 V et sert de ce fait d'autotransformateur au second, qui procure uniquement la tension à redresser.

Un interrupteur S coupe toute l'alimentation, tandis qu'un autre, H.T., arrête seulement la tension redressée, laissant subsister le chauffage. Au moyen d'un contacteur à 12 positions, on peut ainsi obtenir 12 valeurs fixes de H.T. Il est alors intéressant d'avoir un transformateur donnant au moins $2 \times 350\text{ V}$, le débit pouvant être de 100 mA. Dans ce cas, le filtrage doit être adapté au transformateur.

Au sujet des alimentations stabilisées, voir la section M. La section F traite les sources de tension élevée pour tubes cathodiques.

SOURCES DE H. F.

27. Division en trois Groupes.

Les sources généralement utilisées sont de trois sortes : *oscillateurs*, *hétérodynes modulées* et *générateurs H.F.*

Par *oscillateur*, nous enten-

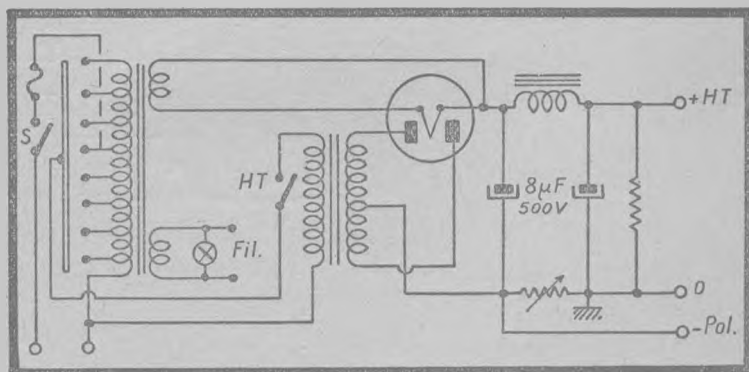


Fig. C-3. — Alimentation à HT variable par bonds.

dons un montage délivrant de la H.F. pure, à un niveau arbitraire et sans dispositif de blindage particulier.

L'hétérodyne modulée est l'appareil-type du dépanneur. Elle lui procure une onde pure ou modulée (à un taux quelquefois réglable) ; elle est blindée de manière à réduire le rayonnement (ce qui n'est d'ailleurs réalisé qu'imparfaitement) et est munie d'un atténuateur sommaire. Le niveau de sortie est généralement compris entre 10 et 100 mV.

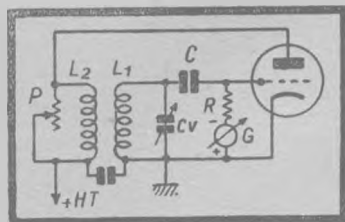
Enfin, le générateur H.F. a été créé pour la mesure de la sensibilité aux conditions standard de modulation (400 Hz à un taux de 30 %). Il doit comporter, en plus des oscillateurs H.F. et B.F., des dispositifs pour mesurer le niveau H.F. ainsi que la profondeur de modulation, et la tension engendrée doit être très exactement dosable entre 1 μ V et 0,1 V. Les fuites doivent être négligeables, ce qui n'est pas sans apporter de grosses complications, surtout aux ondes courtes.

C'est le générateur H.F. qui est l'appareil le plus perfectionné des trois ; sans lui, les mesures de sensibilité et l'analyse dynamique doivent être rayées du programme. Cependant, il ne saurait suffire à lui seul, car on a souvent besoin de sources supplémentaires. Comme telles, on pourra utiliser soit de simples oscillateurs, soit des hétérodynes commerciales. Même dans un laboratoire occupant plusieurs techniciens, un seul générateur peut suffire, à condition qu'il y ait quelques autres sources.

28. Le Montage Oscillateur.

Considérons le circuit de la figure C-4, qui représente un auto-oscillateur. Le circuit oscillant formé par L_1CV est dans la grille, l'enroulement de réaction L_2 dans la plaque. Un potentiomètre P shunte cette réaction et permet de la doser. Dans la grille, il y a le condensateur shunté de détection et, en série avec la résistance de fuite de grille, est intercalé un galvanomètre G .

Fig. C-4. — Schéma d'un auto-oscillateur.



Donnons maintenant à P une très faible valeur. La réaction est inexistante, pas d'oscillations. En augmentant doucement P , on voit brusquement dévier G , et on lit 40 à 60 μ A. Il y a donc oscillation maintenant. Que s'est-il passé ?

Le circuit oscillant, sous l'action de n'importe quelle variation de courant, s'est mis à osciller ; mais son amortissant propre le fait décrocher. Une partie de cette tension apparue à ses bornes se trouve

appliquée à la grille et amplifiée par la lampe. L'enroulement L_1 , s'il est en sens convenable (1), restitue au C.O. de l'énergie de même fréquence et phase, ce qui le désamortit apparemment. La lampe se comporte donc comme une résistance négative couplée au C.O. par L_2 . Pour un réglage donné de P, l'amortissement est juste compensé, et il y a oscillation. L'onde produite est très pure, mais assez instable, car une diminution de l'effet de réaction suffit pour faire décrocher l'oscillation.

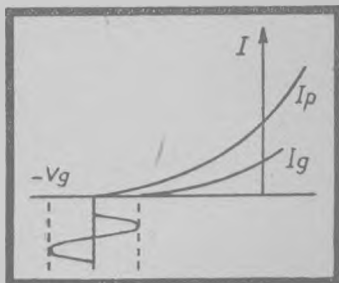
En augmentant davantage P, le courant grille lu par G croît et on atteint un régime normal d'oscillation vers 150 à 250 μA , déjà plus stable. En poussant encore la réaction, l'oscillation devient de plus en plus forte (à condition qu'il y ait un couplage suffisant entre L_2 et L_1). Vers 500 à 600 μA , la lampe est fortement saturée, et l'onde produite devient très impure, car du fait des variations importantes du potentiel plaque, le point de fonctionnement sort de la partie linéaire de la caractéristique. Les parties courbes créent une détection partielle, d'où naissance d'harmoniques.

29. Quelle est la Tension aux Bornes du C.O. ?

Il est intéressant de connaître l'amplitude de l'oscillation. Pour cela, point n'est besoin de brancher un voltmètre à lampes aux bornes de L_1 : il suffit de mesurer

le courant grille de la lampe oscillatrice. Comme cette lampe fonctionne en détectrice, le courant détecté, en passant par R, polarise

Fig. C-5. — Le courant grille dans un amplificateur en classe C, fonctionnant comme oscillateur.



la grille d'autant plus que l'amplitude est plus grande. La lampe fonctionne donc en classe C (fig. C-5), et on peut admettre sans grand risque d'erreur que la polarisation V_g est égale à la tension de crête de l'oscillation. Comme R est généralement égal à 50 000 Ω , on peut donc déduire que dans le cas de l'oscillation naissante ($40 < I_g < 60 \mu\text{A}$), l'amplitude est de $R \cdot I_g = 50\,000 \times 40/1\,000\,000 = 2 \text{ V}$ à 3 V de crête. Pour l'oscillation normale ($150 < I_g < 250 \mu\text{A}$), on trouve 7,5 à 12,5 V, et pour l'oscillation forte ($500 < I_g < 600 \mu\text{A}$) 25 à 30 V de crête.

(1) Rappelons que le sens convenable des bobinages d'un oscillateur comportant deux enroulements bobinés dans le même sens, fait correspondre l'entrée d'un bobinage à la grille et la sortie de l'autre à la plaque, ou inversement.

30. Différents Types d'Oscillateurs.

Il existe un certain nombre de montages d'oscillateurs, dont quelques-uns seulement sont utilisés pratiquement. Le montage de base est le HARTLEY (fig. C-6), comportant un seul enroulement à prise médiane, accordé par un CV placé entre grille et plaque. Ce circuit oscille bien et n'a pas d'ajustages compliqués à subir. Son inconvénient est de nécessiter un CV ayant ses deux armatures isolées.

En n'accordant qu'une des deux parties de l'enroulement, on obtient les oscillateurs à grille (fig. C-7) et à plaque (fig. C-8) accordés, qui sont équivalents. Toutefois, en raison de la capacité dynamique de la grille qui détermine un glissement de fréquence, on a intérêt, dans le cas d'un oscillateur stable, d'accorder la plaque.

Le COLPITTS (fig. C-9) est également dérivé du HARTLEY ; mais ici c'est la capacité d'accord qui est fractionnée. La bobine ne comporte pas de prise, ce qui est avantageux, mais le condensateur est à deux cases et, pour une même capacité, ne couvre que 0,4 fois l'étendue de la gamme comparé aux autres oscillateurs. On remarquera dans le COLPITTS, que la plaque est alimentée en parallèle ; ce montage peut être utilisé dans les autres cas également, avec l'avantage de n'avoir pas de HT. sur les enroulements et le C.V. L'emploi d'une bobine d'arrêt est recommandé dans ce cas de préférence à une résistance ; mais il est alors indispensable que les résonances de cette bobine tombent en dehors des gammes d'utilisation.

31. Les vrais et faux « ECO ».

Par *Eco* (*electron-coupl d oscillator* = oscillateur à couplage électronique), on entend un oscillateur dans lequel la réaction est faite non pas par la plaque, mais

par la cathode (fig. C-10). L'enroulement accordé est dans la grille, et une partie de cet enroulement (le $1/3$ à $1/4$) est en même temps dans la cathode.

C'est un circuit qui oscille facilement. L'écran joue le rôle de plaque, et sert aussi à séparer l'oscillateur proprement dit du circuit de sortie dans la plaque. De cette façon, on arrive à rendre l'oscillateur à peu près indépendant de l'utilisation. De plus, il est facile de moduler le supresseur à une profondeur de 30 à 50 %, bien qu'à l'oscillographe cette modulation ne soit pas jolie à voir.

Ces facilités ont valu à l'Eco des lauriers... un peu exagérés. Bien des techniciens ont chanté la louange de sa stabilité, certains allant même jusqu'à le comparer à un quartz (!), ce qui est malheureusement assez loin de la vérité. Mais... il a beaucoup d'harmoniques, ce qui, d'après quelques auteurs, est un avantage. Nous ne sommes point de cet avis, car un oscillateur désigné pour le but à atteindre permet d'obtenir toutes les fréquences utiles sans le secours d'harmoniques et, cela étant acquis, à quoi serviraient encore les dits harmoniques, sinon à induire en erreur le manipulateur ?

Mais d'où viennent ces harmoniques ? La penthode oscillatrice comporte une partie amplificatrice (grille et plaque), qui est plus

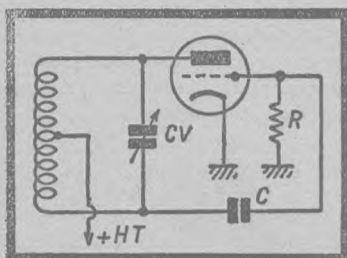


Fig. C-7. — Oscillateur à grille accordée.

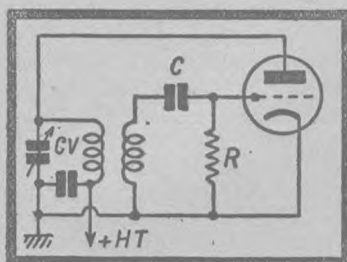


Fig. C-9. — Oscillateur COLPITTS.

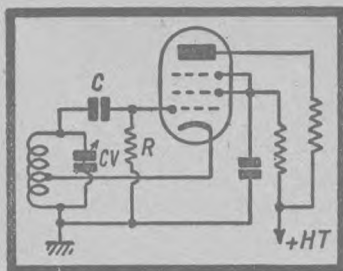


Fig. C-6. — Oscillateur HARTLEY.

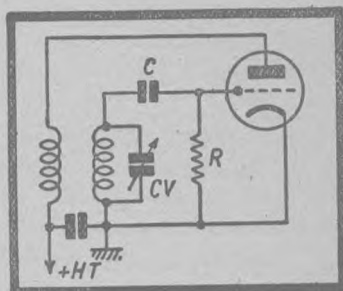


Fig. C-8. — Oscillateur à plaque accordée.

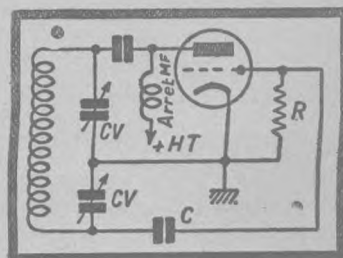


Fig. C-10 — Oscillateur ECO.

ou moins saturée, et c'est dans le circuit de l'amplificatrice que naît la distorsion. Il n'est pas rare de voir les harmoniques 2 et 3 apparemment aussi puissants que la fondamentale. Les fortes tensions HF ainsi produites peuvent être utiles, dans les mesures sur les bobinages en particulier ; mais le problème du blindage dans le cas d'une hétérodyne modulée, déjà compliqué du fait que la cathode est à un potentiel HF par rapport à la masse, est encore rendu plus délicat de ce fait.

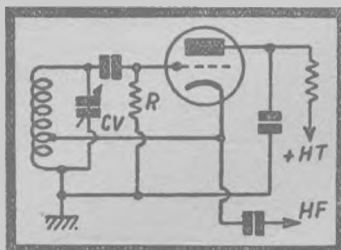


Fig. C-11. — Oscillateur à couplage électronique, appelé "faux ECO" par certains auteurs.

On a donc réalisé de *faux ECO* comme celui de la figure C-11, qui emploie une triode. La plaque est découplée par un condensateur de 0,1 et joue le même rôle que l'écran précédemment. Elle n'a donc point de potentiel HF. Pour sortir de la HF, on branche un très faible condensateur sur la cathode, et l'onde ainsi obtenue est aussi pure que dans les autres types. Mais la difficulté réside dans le choix de la valeur de ce condensateur, car, trop fort, il fait varier la fréquence de l'oscillation sous l'action du circuit extérieur d'utilisation, et, trop faible, la tension à la sortie est insuffisante. Il est un fait qu'il existe dans le commerce des hétérodynes basés sur ce principe, et ne délivrant pas assez de tension pour être entendues à travers un poste dont les M.F. sont désaccordées. Dans ce cas, on est en droit de se demander quelle est leur utilité ? D'ailleurs, suivi d'une amplificatrice H.F. modulatrice, ce montage donne d'excellents résultats.

32. Stabilisation des Oscillateurs.

Ce chapitre, que nous voulons rendre simple et assimilable, est en réalité d'une grande complexité. Nous nous abstenons (conformément au but proposé)

de toute étude mathématique, que le lecteur trouvera dans des ouvrages de théorie (1).

L'instabilité des oscillateurs a deux origines principales :

1. Les variations des dimensions géométriques sous l'influence de la température, de l'humidité, du vieillissement, etc.

2. Les variations de nature électrique.

L'élimination de la première cause s'effectue par un choix approprié du matériel employé (condensateurs, bobinages, etc.), qui devra

(1) — Lire, à ce sujet, *MEASUREMENTS IN RADIO ENGINEERING* de F. E. TERMAN, et *THEORY AND DESIGN OF VALVE OSCILLATORS*, de THOMAS.

être aussi invariable que possible. Si nécessaire, on pourra procéder à des mesures précises sur l'influence des éléments susceptibles de varier, pris isolément. On notera également qu'un changement de température agissant sur un bobinage cause une variation de capacité répartie bien plus importante que de self-induction. Il existe, d'ailleurs, actuellement, des condensateurs à coefficient de température négatif, pouvant compenser, tout au moins partiellement, le coefficient positif du bobinage.

Du côté électrique, l'instabilité de la fréquence est causée principalement par une oscillation trop forte. La présence de nombreux et forts harmoniques est en général un mauvais présage pour la stabilité. Si l'on voulait ajuster à chaque réglage de fréquence la réaction juste nécessaire, on obtiendrait une grande amélioration de la stabilité. Mais ce procédé n'est pratiquement pas applicable.

On a décrit un certain nombre de montages à oscillation stabilisée par résistances, par un contrôle automatique d'amplitude (anti-fading), etc... Dans le domaine pratique, on n'a guère fait usage de ces montages ; citons-en néanmoins les plus caractéristiques.

33. Stabilisation par Résistances.

La méthode du shuntage de l'un des enroulements par une résistance est connue. Son effet est de réduire l'amplitude de l'oscillation en diminuant le fac-

teur de surtension du bobinage. Ce montage tend à niveler l'amplitude, en réduisant davantage les pointes que les parties faibles de la courbe. Il tend donc à stabiliser l'oscillateur.

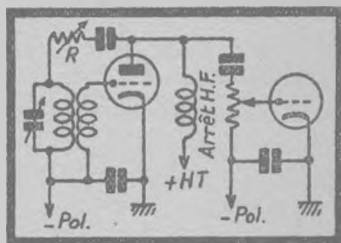


Fig. C-12. — Oscillateur stabilisé par une résistance dans le circuit plaque.

La figure C-12 montre une application de la résistance en montage série pour la stabilisation d'amplitude et de fréquence (1). On voit que la résistance R est en série dans la plaque avec le circuit accordé. Dans ce montage, la polarisation de la grille oscillatrice est obligatoirement fixe. La H.F. est dérivée de la plaque et attaque la grille de l'amplificatrice suivante par résistance-capacité.

R sera réglée juste au début de l'oscillation, sa valeur sera de 50 à 100 000 Ω . Dans ces conditions, un courant-grille très faible suffira pour limiter l'amplitude, et l'oscillation obtenue est très pure. Pour être dans les meilleures conditions, ce circuit doit comporter des bobinages à fort coefficient de surtension, les deux enroulements étant aussi fortement couplés que possible.

(1) Voir Terman, ouvrage déjà cité.

34. Stabilisation par Commande automatique d'Amplitude (C.A.A.)

montage, dû à SCROGGIE. L'oscillateur est du type HARTLEY, le C.O. étant placé entre grille et plaque. La grille attaque une diode qui rectifie une partie de la tension d'oscillation et renvoie une tension continue de polarisation à la grille par le point milieu du bobinage, qui a un potentiel H.F. nul.

Les condensateurs de liaison C' et C'' doivent présenter une faible impédance aux fréquences d'utilisation. L'ensemble RC constitue un filtre H.F. Son choix est assez délicat, surtout lorsqu'il s'agit de travailler sur une plage de fréquences étendue. En effet, si la constante de temps CR du filtre est trop grande, il y a apparition de « motor-boating » bien connu dans la technique des récepteurs, et avec CR trop faible, la commande automatique est sans efficacité. Les bonnes valeurs doivent être trouvées par tâtonnement.

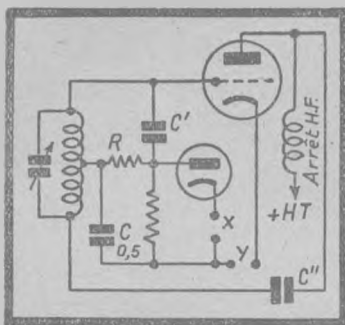


Fig. C-13. - Stabilisation de l'amplitude par un système analogue à l'antifading.

En intercalant en X ou en Y une source B.F., on obtient une excellente modulation jusqu'à 100 %. Pour avoir une amplitude H.F. plus élevée, il suffit d'intercaler en X une tension de retard (le positif étant du côté cathode de la diode). Enfin, en utilisant comme oscillateur un dynatron, dont la grille n'est pas soumise à un potentiel H.F., la commande automatique devient d'une simplicité idéale (1).

35. Conditions de meilleure Stabilité.

Enonçons ici simplement les éléments favorables à la stabilité, sans en donner les raisons mathématiques :

1. Le circuit doit fonctionner avec le courant-grille le plus faible ; autrement dit, l'oscillateur travaillera près du point de décrochage des oscillations.

2. Les C.O. seront à grand coefficient de surtension.

(1) Lire à ce sujet, l'article de L. B. ARGUIMBAU dans PROCEEDINGS I.R.E. Janvier 1933.

3. Le rapport L/C doit être petit. Les oscillations à faible capacité d'accord sont instables.

4. Le couplage entre enroulements doit être serré. La préférence étant donnée à l'oscillateur à plaque accordée, il faut que le rapport des spires plaque aux spires grille soit grand.

5. La lampe oscillatrice doit avoir une forte résistance interne et une forte pente.

36. Le Dynatron.

Bien que, depuis quelque temps déjà, le silence se soit fait au sujet du dynatron, qui n'a d'ailleurs jamais connu de réalisation commerciale, ce montage jouit d'une grande faveur au laboratoire en vertu de ses qualités exceptionnelles. Nous lui consacrerons donc quelques lignes.

Fig. C-14. — Oscillateur dynatron.

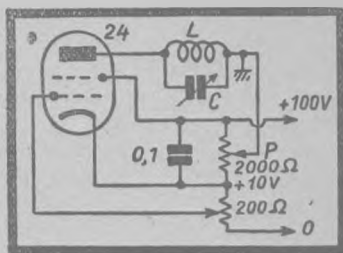
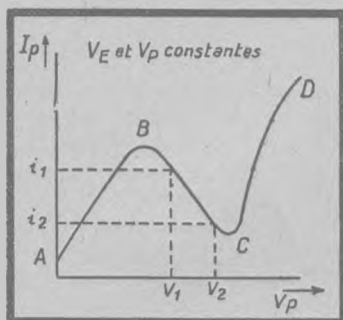


Fig. C-15. — Caractéristique du dynatron comportant une partie BF à résistance négative.

Pour fixer les idées, considérons une tétrode 24 dans le montage de la figure C-14. Un diviseur à fort débit (c'est un point important) alimente l'écran sous 100 V, la tension plaque étant de 20 à 50 V. La grille peut obtenir une polarisation variable entre 0 et -10 V. Dans ces conditions, des électrons rapides traversent l'écran et, grâce à leur force vive, frappent la plaque de manière à détacher des électrons de la surface anodique. Ces électrons, issus de la plaque, sont dits *électrons secondaires*, pour les distinguer des électrons primaires émis par la cathode. Quittant l'anode pour l'écran, qui est à un potentiel beaucoup plus élevé, ils créent un courant électronique (appelé *émission secondaire*) de la plaque à l'écran. Si on trace la courbe du courant plaque en fonction de la tension anodique (fig. C-15), pour des valeurs de V_e et V_g données, on voit qu'elle présente trois parties distinctes. La branche ascendante AB est commune à toutes les lampes. Vient ensuite la portion BC où la courbe descend du fait de l'émission secondaire produisant un courant inverse et, enfin, la partie CD, où elle remonte à nouveau, car lorsque V_p s'approche de V_c , l'émission secondaire diminue.

Ce qui nous intéresse ici, c'est la région BC. En augmentant V_p , I_p diminue et la résistance interne de la lampe, qui est :

$$r = \frac{V_2 - V_1}{i_2 - i_1}$$

est négative, car $i_2 < i_1$. Si donc, on intercale dans la plaque un circuit oscillant LC (fig. C-14), il se trouve en parallèle avec une résistance négative, qui a pour effet de le désamortir. A condition donc que cette résistance négative soit suffisamment faible (1) pour contrebalancer la résistance (positive) du C.O., le circuit se mettra à osciller.

En variant la polarisation, on obtient une caractéristique d'une inclinaison différente, donc de pente différente. Plus V_g est réduite et plus la résistance négative est faible, donc la facilité de mise en oscillation d'un C.O. amorti se trouve accrue. Pratiquement, on obtient des valeurs limites inférieures comprises entre $-10\ 000$ et $-5\ 000\ \Omega$, ce qui est un peu juste pour les O.T.C., où les circuits sont à faible impédance. De plus, de si faibles valeurs demandent une sélection des lampes, et conduisent à un épuisement rapide des propriétés de dynatron. Il ne faut donc pas descendre plus bas que nécessaire, d'autant plus que, dans ces conditions, l'oscillation devient impure et instable.

Dans un autre volume, on trouvera des applications du dynatron aux mesures des bobinages. Comme oscillateur stable et rapidement improvisé, ce montage est très intéressant, à condition de ne pas prélever de puissance sur l'oscillateur, qui deviendrait instable. Il faut donc intercaler entre le dynatron et l'utilisation un amplificateur quelconque sans courant-grille. La figure C-16 montre comment on peut obtenir de la H.F. modulée avec une seule lampe. On notera

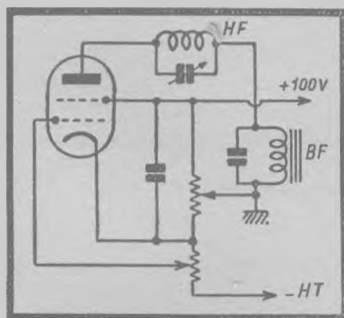


Fig. C-16. — Oscillateur modulé dynatron à lampe unique.

que, pour plus de stabilité, c'est la prise de tension-plaque sur le diviseur qui est mise à la masse (voir aussi la fig. C-14). Dans ces conditions, le filament et les condensateurs de filtrage seront évidemment isolés de la masse.

(1) La résistance d'un C.O. est d'autant plus faible qu'il est moins amorti. De même, le meilleur dynatron est celui qui possède la résistance négative la plus faible, c'est-à-dire ayant la plus grande valeur absolue.

37. Modulation d'un Oscillateur.

Ce n'est pas aussi facile que l'on pourrait croire que de moduler proprement un oscillateur. Pour s'en rendre compte, il faut avoir recours à un oscillographe cathodique.

Même si l'on dispose d'un amplificateur à large bande, son emploi est déconseillé au-dessus de 100 kHz. Mieux vaut un amplificateur accordé (fig. C-17). La lampe, qui peut être une 6K7 ou EF9, attaque par le C.O. placé dans sa plaque, grâce à une prise milieu dans le bobinage, les deux plaques verticales symétriquement. Au cas d'emploi d'un tube cathodique américain, un bobinage sans prise suffit. L'originalité du montage amplificateur consiste dans le réglage de la sensibilité par contre-réaction dans la cathode au moyen d'un potentiomètre de 1 000 Ω commun aux circuits-grille et cathode. Ainsi, la constante de temps de l'entrée reste invariable.

Les plaques horizontales sont soumises à un balayage linéaire de fréquence trois à six fois inférieure à la modulation, et synchronisé sur elle. Ainsi, on pourra voir, de manière fixe, l'onde produite par la H.F., dont les contours doivent représenter 3 à 6 sinusoïdes aussi pures que possible. En appelant b la largeur la plus faible et a la largeur la plus forte de la bande lumineuse, on détermine la profondeur de modulation :

$$T = 100 \frac{a - b}{a + b} \text{ en } \%$$

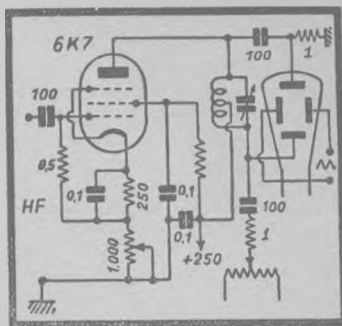


Fig. C-17. — Amplificateur HF accordé pour l'étude de la modulation à l'oscillographe cathodique.

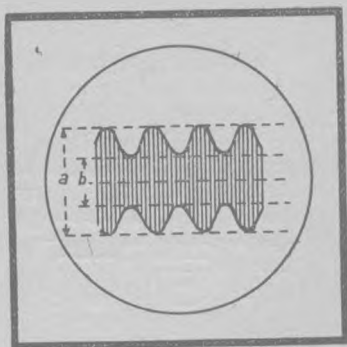


Fig. C-18. — Image obtenue pour une onde correctement modulée.

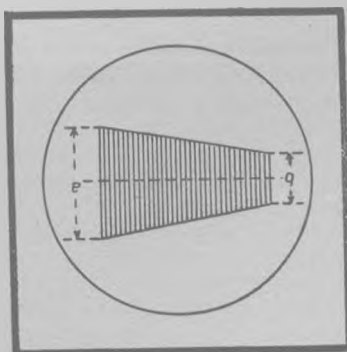


Fig. C-19. — Oscillogramme de la même onde, obtenu par la méthode du trapèze.

Dans une autre méthode, dite du trapèze de modulation, on remplace la base de temps par la modulation sinusoïdale de l'oscillateur, amplifiée si nécessaire. Sur l'écran du tube cathodique apparaît alors le trapèze de la figure C-19, qui devient un rectangle pour $T = 0$ et un triangle pour $T = 100\%$. Le calcul du taux de modulation reste le même. Une bonne modulation se reconnaît à la rectitude et la symétrie des lignes composant la figure.

38. Oscillatrice-Modulatrice unique.

lation de fréquence de la H.F. par la B.F. Il est donc bon, avant de se lancer dans un de ces montages, de vérifier que la modulation n'influe pas sur l'oscillateur. A cet effet, il suffit de faire battre la H.F. avec un oscillateur stable et de remplacer la B.F. par une tension continue lentement variable. La variation de cette polarisation ne doit pas causer de dérive (voir section I).

Citons ici deux montages qui n'amènent pratiquement pas de modulation de fréquence. Le premier (fig. C-20) est un Eco modulé dans l'écran, montage très en faveur, bien que l'onde modulée à

Dans les hétérodynes modulées, on adopte souvent cette solution, qui permet l'économie d'une lampe. Dans ces conditions, il est possible qu'il y ait modulation

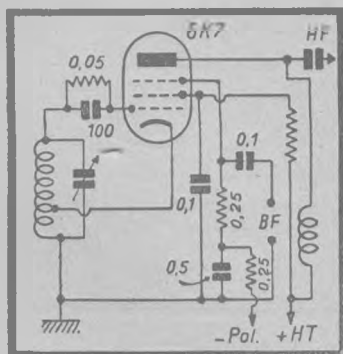


Fig. C-20. — Oscillatrice-modulatrice ECO

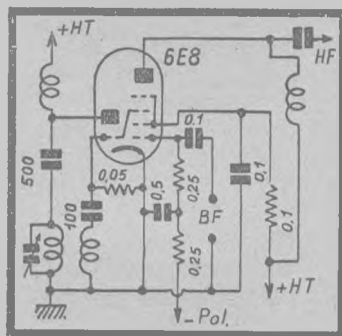


Fig. C-21. — Oscillatrice-modulatrice utilisant une triode-hexode 6E8 ou ECH3

plus de 30 à 50 % ne soit pas pure. Il est à noter que le supprimeur qui sert de grille modulatrice doit être polarisée négativement, afin d'éviter tout courant-grille qui aplatirait une moitié de l'onde B.F.

Le second montage (fig. C-21) est davantage recommandé. Il utilise une triode-hexode 6E8, ECH3 ou analogue. L'oscillation H.F. produite dans la section triode est transmise par liaison intérieure à la deuxième grille de la partie hexode, la première servant d'entrée B.F. Pour la même raison que précédemment, elle doit recevoir une polarisation de quelques V, obtenue par une résistance intercalée dans le — H.T.

Ce montage permet de moduler proprement jusqu'à 90 % environ,

en exigeant à cet effet une tension B.F. de 2 à 5 V seulement, alors que l'Eco demande à peu près 5 à 8 fois autant en raison de la faible sensibilité du suppresser.

39. Modulatrice séparée.

Dans les générateurs H.F., une seconde lampe est nécessaire, tout d'abord pour réaliser une meilleure séparation entre l'oscillateur et l'utilisation, et aussi afin de fournir de la puissance (il n'y a pas forcément amplification en tension, mais du fait de l'emploi d'une faible impédance de sortie, il y a amplification de puissance). Cette lampe séparatrice-amplificatrice peut aussi servir de modulatrice, en diminuant ainsi les possibilités de modulation de fréquence.

Une première solution, employée dans les générateurs, consiste à attaquer la grille de la lampe de puissance utilisée par les deux oscillations. Pour qu'il y ait *modulation* et non pas seulement *superposition* des deux fréquences, il faut que la lampe travaille dans une région courbe de la caractéristique. Pour une EL3, la polarisation sera alors de 12 à 15 V, par exemple. La figure C-22 montre, en particulier, l'ensemble des résistances et condensateurs à utiliser. La mise au point exacte doit être faite à l'oscillographe, comme décrit plus haut.

On peut également moduler l'écran, comme le montre la figure C-23. Dans ce cas, la lampe travaillera en classe A avec sa pola-

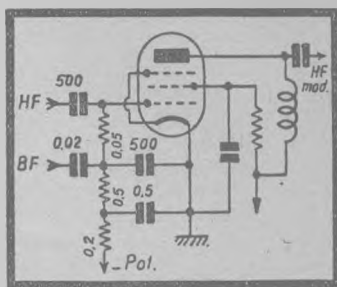


Fig. C-22. — Disposition des résistances et condensateurs dans le cas d'une modulation par une même grille.

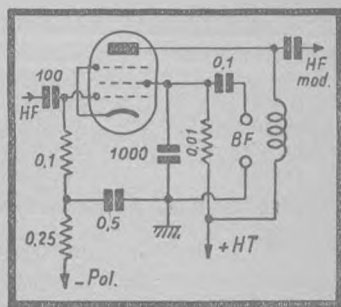


Fig. C-23. Modulation par l'écran. Ce montage convient bien, entre autres, aux tétrodes genre 6 V 6.

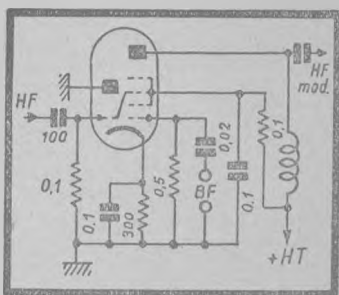


Fig. C-24. — Utilisation d'une triode-hexode comme modulatrice, à défaut d'une hexode mélangeuse.

risation normale. Cependant, pour moduler profondément ce montage, il faut une tension assez élevée, 20 à 40 V, contre 10 à 15 V nécessaires dans le circuit précédent.

Enfin, on peut encore faire usage d'une lampe mélangeuse, en attaquant les deux grilles par la H.F. et la B.F. (fig. C-24). A défaut d'une hexode mélangeuse, on peut utiliser une 6E8 ou ECH3, avec la plaque oscillatrice à la masse.

Dans toutes les modulatrices, il faut que l'impédance-plaque soit faible pour la tension de modulation, afin de court-circuiter la B.F. Faute de considérer la modulatrice comme une amplificatrice aussi bien B.F. que H.F., on trouve à la sortie une superposition des deux fréquences, à la place d'une H.F. correctement modulée. Pour cette raison, on voit des bobines d'arrêt H.F. dans le circuit-plaque de toutes les modulatrices.

40. Accidents de la Modulation.

Les figures qui accompagnent le texte montrent les accidents de modulation et leurs causes, vus par l'oscillographe. Lorsque l'amplitude de l'onde modulée n'est pas proportionnelle à la tension B.F., il y a *non-linéarité de modulation*, due à un effet de détection. Dans le cas de la figure C-25, il y a de la détection-plaque, tandis que la figure C-26 montre des oscillogrammes dénotant un début de détection-grille. La surmodulation donne des images selon la figure C-27. Enfin, une onde correctement modulée à 100 % a l'aspect de la figure C-28.

41. Exemple d'une Hétérodyne modulée.

La figure C-29 montre une réalisation simple d'hétérodyne modulée particulièrement utile pour le dépannage. Toutefois, elle pourrait rendre de grands

services au laboratoire.

L'appareil se compose d'une triode-hexode 6E8 ou ECH3 utilisée comme oscillatrice-modulatrice, d'une triode 6C5 ou autre montée en oscillatrice B.F., et d'une valve. Etant donné la faible puissance anodique, une autre 6C5 suffira comme valve. Si on peut trouver une 25A7, ou autre, le montage se ramène à 2 tubes, valve comprise. Nous déconseillons les montages tous-courants comme étant désagréables, sinon dangereux à manier en raison de leur contact avec le secteur. Un petit transformateur avec une H.T. de 120 à 150 V sous quelque 15 mA suffira, à condition de comporter deux enroulements 6,3 V, 0,3 et 0,6 A.

Le schéma ne nécessite guère d'explications. L'oscillation H.F. est produite par la triode de la 6E8, dont on accordera la plaque. La tension B.F. est envoyée sur la grille-accord par l'enroulement du transformateur d'oscillation monté en série. La polarisation (— 1,5 V) est fournie par une résistance intercalée dans le — H.T.

L'oscillateur B.F. est à contre-réaction afin de donner une onde de modulation très pure (voir chapitre 50). On remarquera la résistance dans la cathode, qui commande la pureté et l'amplitude de la tension B.F. Elle sera ajustée une fois pour toutes pour une profon-

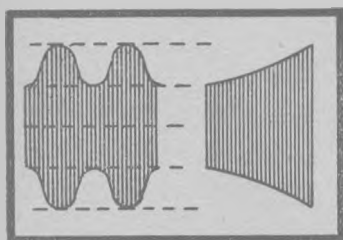


Fig. C-25. — Distorsion de la modulation. La polarisation est excessive.

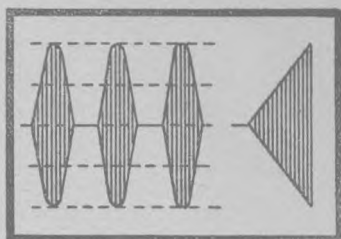


Fig. C-27. — Surmodulation ($S > 100\%$)

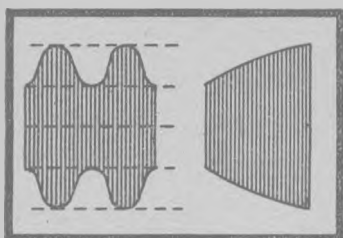


Fig. C-26. — Distorsion par polarisation trop faible.

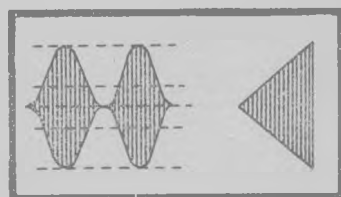


Fig. C-28. — Modulation correcte à 100%

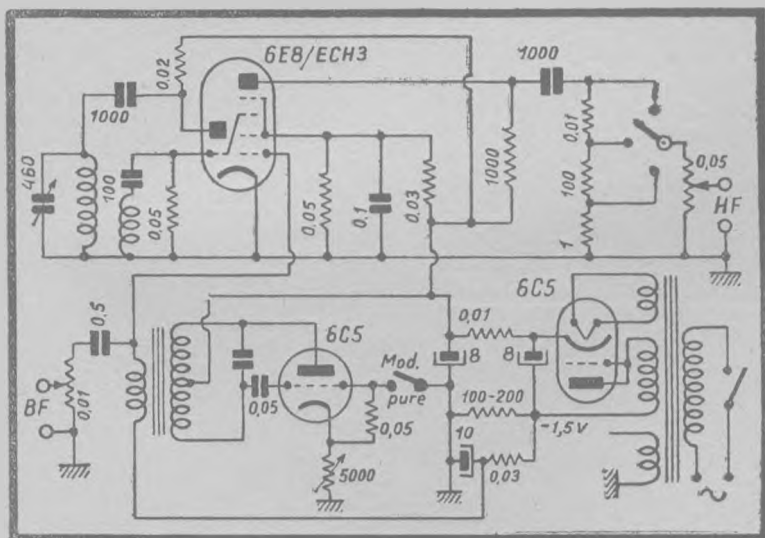


Fig. C-29. — Schéma d'une bonne hétérodyne modulée.

deur de modulation de 30 ou 50 %, le dernier chiffre étant d'ailleurs préférable ici. En court-circuitant l'enroulement accordé, l'oscillation H.F. est pure.

Enfin, il y a un atténuateur à deux étages ayant pour unique fonction de permettre le dosage de la H.F., sans en préciser le niveau.

L'appareil comportera les 4 gammes suivantes :

G.O. : 120 à 350 kHz

M.F. : 420 à 520 kHz

P.O. : 550 à 1 600 kHz

O.C. : 6 à 18 MHz

(gamme étalée, en montant un condensateur de 500 pF sur l'enroulement accordé).

La figure C-30 montre comment on peut monter les bobinages sur un contacteur à galette de court-circuit, supprimant un ou deux des crans d'arrêt. Deux galettes sont nécessaires pour ce montage.

42. Générateur H.F.

La construction d'un bon générateur H.F. est une entreprise délicate, et nombre de réalisations commerciales laissent à désirer. Il est impossible de condenser en peu de pages une description complète garantissant contre toute surprise désagréable, en particulier en ce qui concerne les fuites. Il va de soi qu'un bon technicien saura en venir à bout, mais au prix de longues études. Néanmoins, nous donnons ici le schéma d'un bon générateur H.F. de laboratoire (fig. C-31).

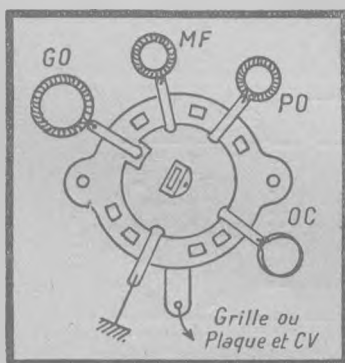


Fig. C-30. — Montage des bobinages sur un contacteur à galette de court-circuit.

On voit que les tensions de chauffage des tubes sont stabilisées par fer-hydrogène à 0,2 A, ce qui détermine le choix des lampes. Un combinateur général à 6 positions, 3 galettes à 2 rails fixe les fonctions : arrêt, attente (H.T. coupée), H.F. pure, H.F. modulée à 400 et 1 000 Hz, et modulation extérieure.

L'oscillatrice est une EF9, montée en triode, à circuit accordé dans la plaque, alimentation parallèle. Il y a 6 gammes : 80-250 kHz, 250-800 kHz, 800-2 500 kHz, 25-8 MHz, 8-25 MHz et 440-525 kHz. Comme les 5 premières gammes peuvent se lire (à un 0 près) sur 2 échelles, le cadran ne comporte que 3 graduations.

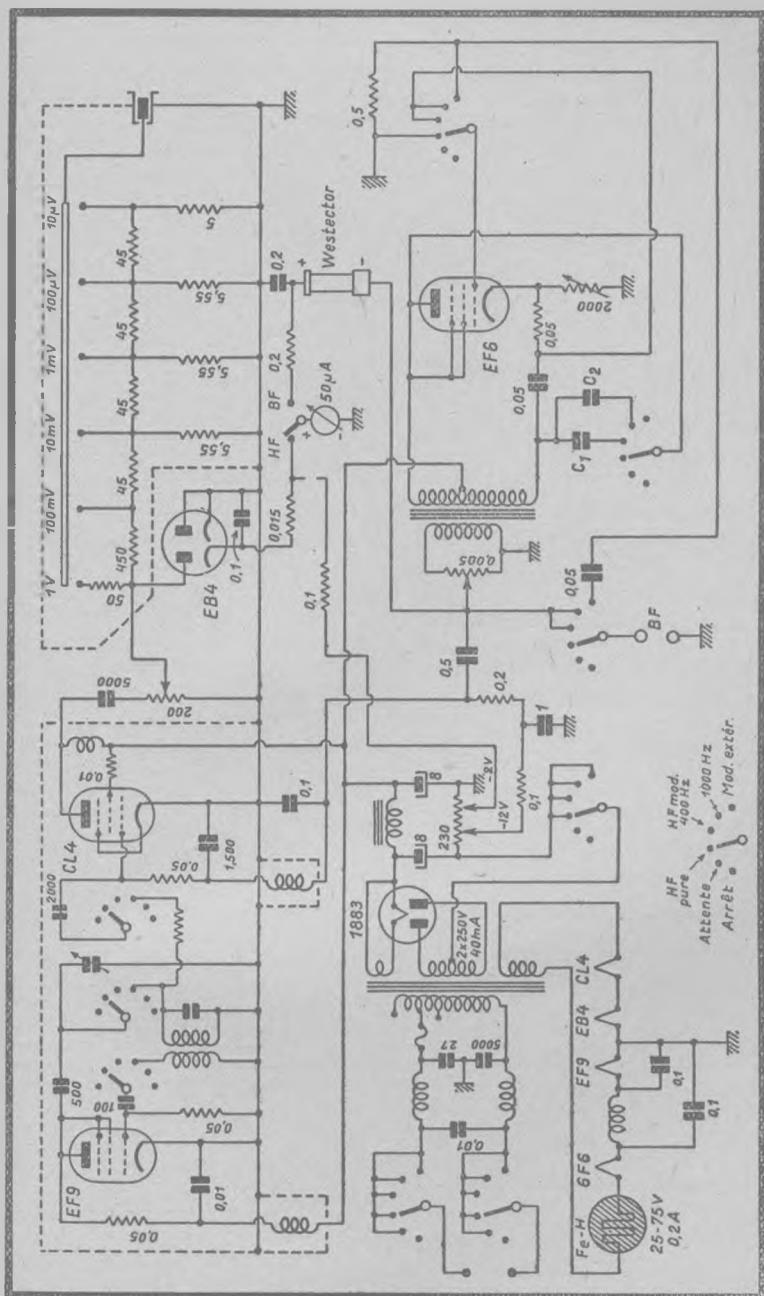


Fig. C-21. — Schéma d'un bon générateur HF de Laboratoire.

La modulatrice est une CL4, CBL1 ou CBL6. Les deux signaux arrivent par la grille, qui est à une polarisation fixe de -12 V environ. Cette lampe, qui sert en même temps d'amplificatrice de puissance, attaque l'atténuateur double composé d'un potentiomètre de $200\ \Omega$ et d'une décade. Un voltmètre à diode EB4 et micro-ampèremètre de $50\ \mu\text{A}$ permettent de mesurer le niveau H.F. Le même instrument permet également de lire la profondeur de modulation ou la tension B.F. Il utilise, à cet effet, un WESTECTOR.

L'oscillatrice B.F. est une EF6 ou EF9, montée en triode. Elle fonctionne en HARTLEY et, au moyen des condensateurs C_1 et C_2 , on obtient les deux fréquences 400 et 1 000 Hz. En modulation extérieure, elle devient *amplificatrice* pour le signal B.F. extérieur, la résistance de contre-réaction dans la cathode devenant résistance de polarisation.

L'alimentation est classique; une résistance de $230\ \Omega$ à prises intercalée dans le $-$ H.F. fournit la polarisation à l'amplificatrice, ainsi que la tension en sens inverse (de 2 V) qui remet le voltmètre de niveau au zéro. Enfin, entre le transformateur et le secteur, il y a un filtre H.F. blindé pour éviter le rayonnement.

43. Le Rayonnement des Générateurs H.F.

La connaissance du niveau du signal est étroitement liée au rayonnement. En effet, supposons que je prétende délivrer un signal de $10\ \mu\text{V}$ avec une précision de 10 %. Cela implique que la H. F. qui sort de mon générateur sous forme de fuites, doit être inférieure à 10 % de $10\ \mu\text{V}$, soit à $1\ \mu\text{V}$. Si cette condition n'est pas réalisée, la précision de la mesure du niveau est dérisoire. Il faut donc réduire à néant (ou presque) les fuites du générateur, et c'est un travail qui (surtout en O.C.) est assez difficile.

Le rayonnement peut être *statique* ou *dynamique*. Dans le premier cas, il y a couplage capacitif; c'est assez bénin, il suffit d'enfermer l'ensemble du montage dans une boîte métallique close mise à la terre, et c'est fini. Par contre, les fuites dynamiques (inductives) sont plus graves. On sait qu'un conducteur traversé par un courant

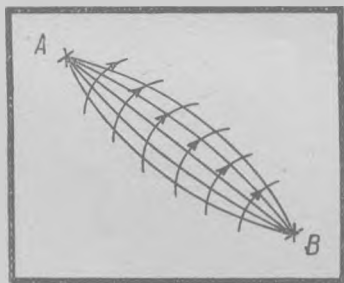


Fig. C-32. — En reliant des circuits véhiculant de la HF à deux points A et B du panneau métallique, la ligne AB se comporte comme un conducteur et rayonne.

créé un champ magnétique qui, lorsqu'il est alternatif, peut faire naître un courant dans un conducteur voisin. Or, il suffit que deux points à potentiel H.F. soient mis à la masse sur le panneau en deux points distants A et B (fig. C-32), pour que la ligne AB se

comporte comme un conducteur capable de rayonner d'autant plus que le métal est plus mince et résistant. On conçoit donc que le remède peut être pire que le mal, et qu'un blindage mal disposé peut augmenter les fuites.

Par des essais réfléchis, on peut sinon éliminer du moins diminuer grandement le rayonnement. Quelques conseils faciliteront le travail : *Toutes les masses et découplages seront réunis en un point*, qui sera relié au châssis. Un blindage extérieur soigneusement fermé entourera le châssis dont il sera isolé et distant d'au moins 2 cm. En *un seul point* (la masse de la prise H.F.) sera connecté le point de masse intérieur par une tresse de forte section. Les trous ne donnent pas lieu à des fuites, tant qu'aucun conducteur ne les traverse. Les

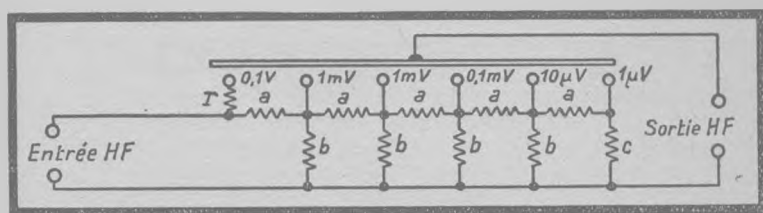


Fig. C-33. — Atténuateur HF en L.

résistances de l'atténuateur, enfin, seront blindées afin d'éviter le rayonnement d'un étage sur un autre.

44. Notes sur les Atténuateurs H.F.

L'atténuateur utilisé dans les générateurs H.F. doit être composé de *résistances pures*, afin d'être indépendant de la fréquence sur une gamme assez étendue. On est donc amené à employer des résistances bobinées à très faible self-induction et capacité répartie. Le chapitre 165 précise les modes d'enroulement utilisés.

Toutefois, aux O.C., la moindre composante inductive ou capacitive crée déjà une réactance notable, et on est obligé de n'employer que des résistances comprises entre 5 et 200 Ω environ, afin de maintenir dans de faibles limites la composante nuisible. Pour cette raison, le diviseur potentiométrique n'est pas applicable à l'atténuateur H.F., car il donnerait une gamme de résistances par trop variable en fonction de la fréquence. Pratiquement, on utilise presque toujours une décade de cellules en L (fig. C-33). Un tel ensemble comporte les trois valeurs de résistances a , b et c . Calculons ces valeurs.

L'atténuateur étant décimal, le rapport $(a + c) / c$ est égal à 10. D'où $a = 9c$. La cellule voisine se compose toujours de a et d'un ensemble que nous appellerons d , et qui résulte de $a + c$ en parallèle sur b . Or, $d = c$. Nous avons donc :

$$\frac{10bc}{b+10c} = c, \text{ d'où } b = \frac{10}{9}c.$$

Si nous avons choisi $c = 10 \Omega$, nous trouvons $a = 90$ et $b = 11,1 \Omega$. Dans l'atténuateur de la figure C-31, on a pris $c = 5 \Omega$.

Réalisé tel qu'il est figuré, sans blindages, cet atténuateur serait faux aux fréquences élevées. En effet, entre les différents points de contact, il existe des différences de niveau énormes, de 1 à 100 000 pour un circuit à 5 cellules, et un couplage capacitif très faible (10 pF représentant seulement 640Ω à 25 MHz !) augmente déjà fortement la tension à la sortie. Il est donc indispensable de *blinder soigneusement une cellule par rapport aux autres* ou, tout au moins, deux par deux.

Mentionnons encore la résistance r , qui se trouve généralement intercalée en série avec le plot le plus fort, et dont le but est de maintenir constante la tension à l'entrée, même si le circuit extérieur est à très basse impédance. Comme le câble de liaison employé ne peut pas être sans pertes (surtout aux fréquences supérieures à 10 MHz), un voltmètre électronique branché à la sortie 0,1 V lira forcément une tension plus faible que celle indiquée par l'indicateur de niveau interne branché à l'entrée H.F. Par contre, il doit y avoir concordance pour les autres positions, bien que l'on ne puisse pas le contrôler directement au voltmètre à lampes.

45. Notes sur les Bobinages.

On notera que les réalisations indiquées ne contiennent pas de précisions sur les bobinages employés. En raison de la multitude des variables (C.V. et lampe, fil, support du bobinage, noyau, largeur et pas d'enroulement, capacité répartie), des indications précises sont seules valables si elles sont suivies textuellement, ce qui est pratiquement impossible.

Signalons, cependant, quelques points particuliers. Les trimmers *diminuent l'étendue de la gamme, mais augmentent la stabilité à son extrémité supérieure*, car les variations de la capacité du tube oscillateur auront une influence plus faible sur la fréquence. De plus, ils permettent un *réétalonnage* de l'appareil. Ces trimmers doivent être à air ou grattables au mica, de toute première qualité.

Les *noyaux magnétiques* sont recommandés pour les fréquences inférieures à 10 MHz. Les modèles actuels sont suffisamment stables, à condition d'être polymérisés. Ils permettront un réalignement du bas de gamme.

Le couplage sera *aussi serré que possible*. Pratiquement, on enroulera d'abord la réaction, puis, par-dessus, l'accord. Si le fil utilisé est à deux couches soie, et que le bobinage est imprégné à la cire diélectrique, les court-circuits ne sont pas à craindre, même avec une tension de 150 V entre enroulements.

Pour finir, signalons que l'alimentation en série de la plaque est supérieure au montage parallèle, puisqu'elle permet de couvrir, avec les mêmes éléments, une plage bien plus étendue, et cela en particulier aux fréquences inférieures à 150 kHz.

46. Remarques sur la Modulation de Fréquence.

modulé en amplitude.

Considérons une triode recevant une tension alternative V_g entre grille et cathode et comportant une impédance Z dans la plaque, et soit C_{gp} la capacité statique grille-plaque (fig. C-34). Dans le circuit formé par V_g , C_{gp} et Z , il y aura un courant :

$$I = j \omega C_{gp} (V_g - V_p)$$

en appelant $V_g - V_p$ la chute de tension causée par C_{gp} .

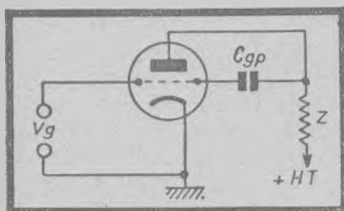


Fig. C-35 — La capacité grille-plaque, cause de l'effet MILLER.

Or, $V_g - V_p = (1 - V_p/V_g) V_g$ et V_p/V_g est le rapport de la tension d'entrée à la tension de sortie, autrement dit, l'amplification A du tube. On a donc :

$$I = j \omega C_{gp} (1 + A) \cdot V_g$$

Tout se passe comme si le courant I était créé par une tension V_g débitant sur Z donné par :

$$\frac{I}{Z} = j \omega C_{gp} (1 + A)$$

Dans le cas particulier où Z est une résistance pure, A est un nombre réel, et tout se passe comme s'il y avait entre cathode et grille une capacité C_{cg} telle que :

$$C_{cg} = C_{gp} (1 + A) \quad \text{avec } A = \frac{Z S}{1 + Z/\rho}$$

S étant la pente et ρ la résistance interne du tube. En appelant C'_{cg} la capacité statique cathode-grille, on trouve que la capacité totale C_{cg} est :

$$C_{cg} = \underbrace{C'_{cg}}_{\text{constante}} + \underbrace{C_{gp} \cdot S \cdot \frac{Z}{1 + Z/\rho}}_{\text{variable}}$$

Le second terme représente une capacité variable, nuisible dans notre cas, si elle est aux bornes du C.O. Afin de réduire son effet le plus possible, il faut que C_{gp} du tube utilisé soit faible (utilisation d'une penthode), que S varie le moins possible, et que ρ soit grand devant Z .

(1) Voir aussi, à ce sujet, La Modulation de Fréquence et ses Applications par E. AISBERG.

D'autre part, la capacité de départ du C.O. ne sera pas trop petite, et la grille peut être branchée sur une fraction de la bobine seulement.

SOURCES B. F.

Dans un laboratoire, on a besoin de la B.F. pour le *relevé de la courbe de réponse* d'amplificateurs ou d'éléments de montages, pour la *modulation des générateurs* et pour l'*alimentation des ponts* et autres dispositifs de mesure d'éléments de montage. La fréquence est généralement comprise entre 20 et 10 000 Hz, parfois même 15 000 et davantage. La tension délivrée dépend des buts à atteindre. Afin d'être universelle, elle doit être variable entre 10 mV et 50 V.

47. La Pureté demandée.

Dans le chapitre 31, traitant des harmoniques dans les oscillateurs H.F., nous avons vu qu'en principe, ils ne sont pas nuisibles, bien que nous ne les estimions pas désirables. Ces mêmes harmoniques sont presque toujours *néfastes* dans les oscillateurs B.F., et nous allons voir pourquoi.

En H.F., nous avons toujours affaire à des circuits accordés qui, même s'ils sont peu sélectifs, *excluent toujours les harmoniques*. Supposons, pour fixer les idées, que l'hétérodyne ou le générateur attaque un récepteur réglé sur 1 000 kHz. L'harmonique 2 est de 2 000 kHz, et il est sûr de ne pas passer. Les harmoniques de rang plus élevé, à plus forte raison, ne passeront encore bien moins.

Or, en B.F., nous avons presque toujours des circuits apériodiques, et, si dans une fondamentale de 100 Hz, il y a également les fréquences 200, 400, 800, etc., tout passe. On conçoit donc qu'en B.F., une onde très pure doit être exigée. En fait, un générateur B.F. ayant une distorsion harmonique de 5 % doit être considéré comme mauvais, de 1 % comme bon, et de 0,1 % comme excellent.

48. Variation continue et Points fixes.

Alors qu'en H.F., il est facile de couvrir avec un C.V. courant une plage $f_{\max}/f_{\min}$ de 3 à 3,5, il n'en est plus de même en B.F., en raison des capacités prohibitives exigées du condensateur d'accord. Pour avoir une variation continue sur une gamme beaucoup plus grande (20 à 10 000 Hz, par exemple), on est obligé d'avoir recours à un *générateur B.F. à battement*, comme il est décrit plus loin. Un tel appareil est forcément coûteux et compliqué.

Bien qu'il soit difficile de s'en passer dans un laboratoire convenablement équipé, bien des applications telles que la modulation d'un générateur H.F. ou l'alimentation d'un pont de mesure peuvent se contenter d'un ou de plusieurs points fixes. En multipliant le nombre de fréquences délivrées, il est, d'ailleurs, parfaitement possible de relever une courbe de réponse. On peut donc, dans un

laboratoire où travaillent plusieurs techniciens, n'avoir qu'un seul générateur à battements, et plusieurs oscillateurs à points fixes, qui auront l'avantage d'être plus simples, plus stables et plus économiques.

49. Oscillateurs B.F. simples.

En principe, tous les montages d'oscillateurs utilisés en H.F. et montrés dans les figures C-6 à C-10 peuvent être employés en B.F. Toutefois, pour des raisons pratiques, on n'utilise guère que le HARTLEY et les circuits à grille ou à plaque accordée (fig. C-35 à C-37). En comparant ces figures, il est d'ailleurs facile de se rendre compte du fait que leur différence réside uniquement dans le condensateur C, qui accorde tout ou une partie de l'enroulement.

L'alimentation plaque est toujours faite en série. La résistance de fuite de la grille est de 50 à 100 000 Ω , le condensateur de liaison étant de 20 000 à 100 000 pF. Généralement, on prévoit un enroulement indépendant pour l'utilisation, qui devra alors correspondre à l'impédance du circuit à alimenter.

Pour le montage de la figure C-35, on pourra utiliser un transformateur push-pull de 10 000 Ω plaque à plaque, d'un modèle analogue à ceux utilisés sur les haut-parleurs. A moins que des valeurs spéciales ne soient demandées, le secondaire pourra être établi pour une impédance de 500 Ω , délivrant aisément 10 à 20 V. Le condensateur d'accord sera de 1 000 à 100 000 pF pour les fréquences comprises dans la gamme acoustique.

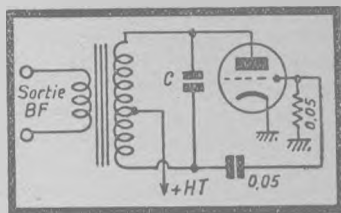


Fig. C-35. — Oscillateur type HARTLEY en B.F.

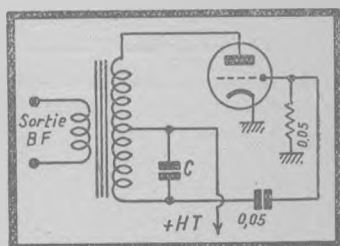


Fig. C-36. — Oscillateur à grille accordée en B.F.

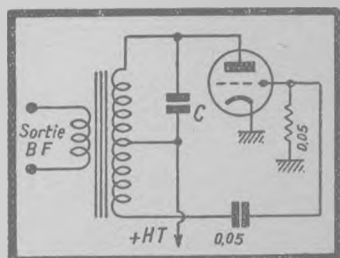


Fig. C-37. — Oscillateur à plaque accordée en B.F.

50. Introduction d'une Contre-Réaction.

Tel quel, le montage oscillera fortement et produira de nombreux harmoniques. Pour rendre l'onde aussi pure que possible, il faut rapprocher le point de fonctionnement du décrochage. Plusieurs moyens peuvent être utilisés, le plus simple consiste à réduire la tension anodique et à charger la sortie par une résistance faible.

Toutefois, la solution la plus élégante est donnée par l'adjonction d'une simple résistance de contre-réaction, pouvant être en série dans la plaque (fig. C-38) ou intercalée dans le retour commun de la cathode et de la grille (fig. C-39). Personnellement, nous préconisons ce dernier système. Selon le circuit, la fréquence et les tensions, R sera

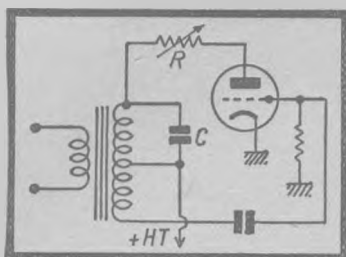


Fig. C-38. Oscillateur à contre-réaction dans la plaque.

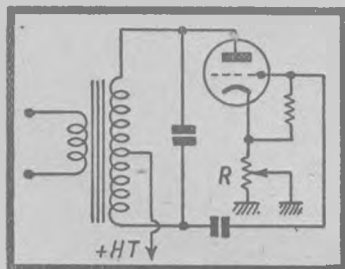


Fig. C-39. — Oscillateur à contre-réaction grille-cathode.

compris entre 1 000 et 10 000 Ω . Avec un oscillographe, il est facile d'ajuster la contre-réaction à un taux modéré, afin d'avoir une onde pure et d'une certaine amplitude.

On peut, d'ailleurs, régler R au moyen d'un simple voltmètre à redresseur branché sur le secondaire. En diminuant progressivement la résistance, on verra croître l'amplitude de la tension de sortie jusqu'à une certaine valeur, puis tomber brusquement à une valeur plus faible. Le bon réglage de R se trouve un peu *avant* le maximum de tension, car *après* on obtient une onde affreusement impure.

51. Oscillateurs à Déphasage.

Dans les circuits décrits plus haut, l'oscillation est entretenue au moyen d'une réaction inductive. En ajoutant un deuxième tube, il est possible de réinjecter dans le C.O. une tension amplifiée *en phase avec l'oscillation*. La figure C-40 représente une oscillation à déphasage de ce genre, qui ressemble d'ailleurs à un *multivibrateur*. De tels oscillateurs sont très stables et permettent de faire osciller un simple bobinage à 2 sorties, sans qu'il soit besoin d'un enroulement de réaction. Si l'on veut faire un générateur couvrant une grande étendue au moyen de points fixes, cette simplification est très avantageuse.

L'explication du fonctionnement est simple : une tension envoyée sur la grille du tube T_1 se retrouve en opposition de phase dans la plaque, de même sur la grille de T_2 couplée à T_1 . Dans T_2 , nouvelle inversion, et le circuit anodique de T_2 , en phase avec la grille de T_1 , restitue de l'énergie au C.O.

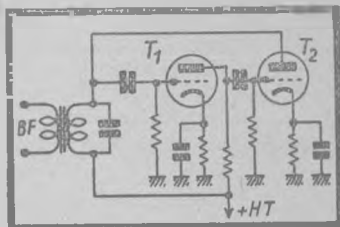
Remarquons que ce montage, ainsi que d'autres qui lui sont analogues, peut être utilisé en H.F. également, et est même recommandé par certains auteurs en raison de sa stabilité.

52. Oscillateur à Points fixes.

ou 2 tubes 6C5 ou 6J5 dont les cathodes sont réunies ensemble et reliées à la masse à travers une résistance de $2\,000\ \Omega$ non shuntée.

La figure C-41 représente un oscillateur à points fixes, très utile dans un laboratoire (1), basé sur le même principe. On utilise une double triode 6N7,

Fig. C-40. — Oscillateur à déphasage, qui s'apparente à un multivibrateur.



Une plaque et une grille sont au potentiel zero, les deux autres étant connectées au C.O. Voici comment fonctionne ce circuit :

Supposons que la grille à gauche devienne plus positive. Le courant plaque augmentant, la cathode verra croître son potentiel à cause de la chute de tension dans sa résistance. La polarisation de la grille droite augmentera de ce fait, et le courant anodique de la moitié droite diminuera. De ce fait, la différence de potentiel entre cette plaque et la masse augmente, ce qui montre que la grille gauche et la plaque droite sont bien en phase.

Ce couplage est particulièrement intéressant, car il n'introduit

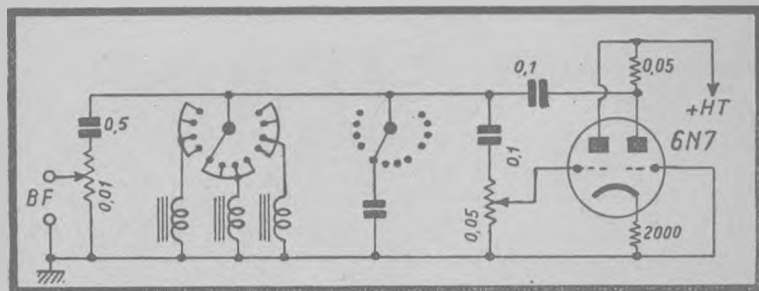


Fig. C-41. — Oscillateur à points fixes pour le laboratoire, du type à déphasage.

(1) Voir aussi LES GÉNÉRATEURS B. F. du même auteur.

aucune liaison par résistance-capacité dans le déphaseur. Il n'y aura donc pas de décalage de phase à craindre.

Il y a un dosage de la réaction dans la grille de gauche, permettant de se placer près du décrochage. Dans ce cas, la distorsion harmonique est de l'ordre de 0,2 à 0,5 %. Au moyen d'un commutateur à deux galettes 12 positions, on peut obtenir 12 fréquences fixes. Nous conseillons les valeurs suivantes : 20, 40, 75, 100, 200, 500, 750, 1 000, 2 000, 5 000, 7 500 et 10 000 Hz. Deux ou même trois bobines à fer permettront de couvrir cette gamme.

Cet oscillateur ne délivre pas de *puissance*, la sortie étant à *haute impédance*. Si on veut obtenir des volts aux bornes d'une faible résistance, il faut ajouter un étage amplificateur de puissance à *faible distorsion* (chapitre 66).

53. Oscillateurs sans Bobinages.

Depuis quelques années, les générateurs B.F. sans bobinages ont suscité un énorme intérêt. Convenablement étudiés, ils sont *très stables, simples, légers* et relativement *peu coûteux*, et leur distorsion peut être *pratiquement négligeable*. Exposons brièvement leur principe de fonctionnement :

Un amplificateur (fig. C-42) est muni d'une commande de *réaction*, qui permet de réinjecter une partie de la tension de sortie à l'entrée. Comme l'onde ainsi renvoyée est, après deux inversions, en phase avec la variation de tension grille qui l'a produite, il y a *accrochage*, c'est-à-dire *autooscillation*. C'est, en peu de mots, la théorie du *multi-vibrateur* d'ABRAHAM ET BLOCH, créant une oscillation (de relaxation) très puissante et comportant de nombreux harmoniques.

Introduisons maintenant une *contre-réaction*, en retournant à l'entrée une tension prise sur la plaque de la même lampe, après une seule inversion, donc en opposition de phase avec la tension-grille. Il y aura *affaiblissement* de l'oscillation. Pour obtenir une note pure, il faut *favoriser une seule fréquence*, ce qui est atteint en intercalant dans la ligne de contre-réaction un *circuit sélectif ayant une impédance très élevée pour la fréquence choisie*. Ainsi, pour toutes les autres, une contre-réaction énergique interdit l'amplification et, de ce fait, l'oscillation ; par contre, pour la fréquence d'accord, elle n'agit pas et l'oscillation se fait sur une seule fréquence. Elle est donc très pure, si les réglages sont bien faits.

A priori, ce filtre peut être un C.O. parallèle, comme le montre la figure C-43, et ce montage, pratiquement inemployé, est tout à fait réalisable ; mais nous ne l'indiquons qu'afin de faciliter la compréhension du fonctionnement, car en réalité le C.O. est remplacé par un filtre à résistances et capacités.

54. Application du Filtre à double T.

Ce circuit est le *filtre à double T*, dont on trouvera une étude théorique et pratique plus approfondie dans la section N du *Manuel des Mesures Radio*. Il se compose de deux sections de filtre en T, connectées en parallèle (fig. C-44). On démontre alors que la partie R, R et 2C se comporte

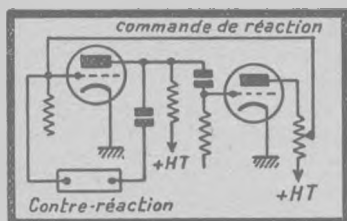


Fig. C-42. — Principe de l'oscillateur à réaction et contre-réaction du type de déphasage.

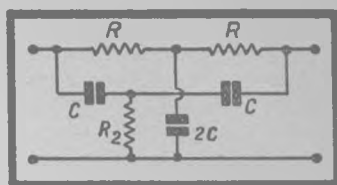


Fig. 44. — Filtre à double T.

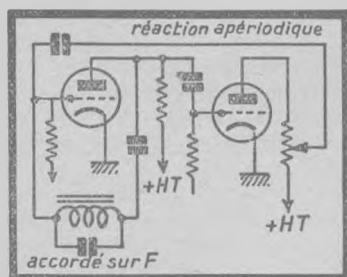


Fig. C-43. — Dans le montage précédent la contre-réaction est rendue sélective en intercalant un CO accordé sur F.

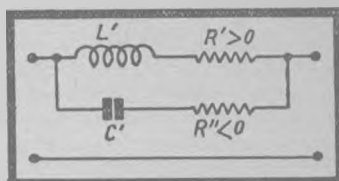


Fig. 44 bis. — Circuit équivalent ou filtre à double T de la figure C-44.

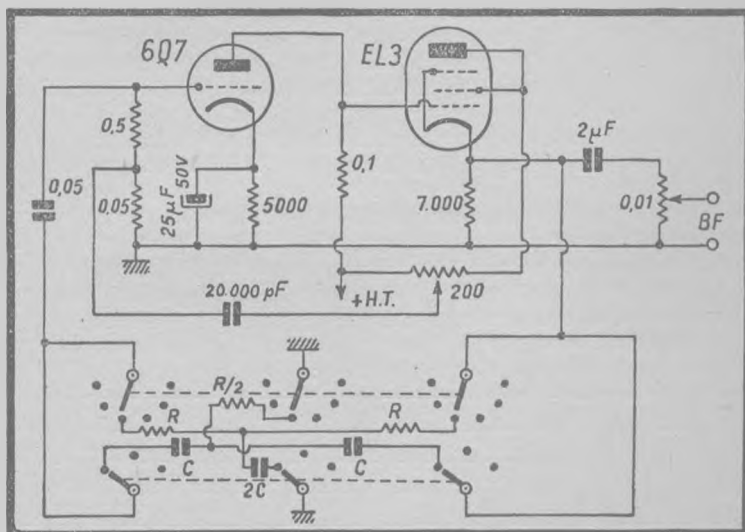


Fig. C-45. — Un générateur BF employant le filtre à double T.

comme une self-induction L' en série avec une résistance positive R' , et C , C et $R/2$ comme une capacité en série avec une résistance négative $R'' = |R'|$. Il reste donc un C.O. formé par $L'C'$, à *résistance nulle*, donc ayant un coefficient de surtension très élevé.

La fréquence de résonance de ce filtre est donnée par :

$$F = \frac{1}{2\pi RC}$$

Pour cette fréquence F , l'impédance itérative du filtre est très haute, et s'il est intercalé dans la ligne de contre-réaction de la figure C-42, F est seule amplifiée : c'est la fréquence des oscillations.

55. Exemple d'un Oscillateur à double T.

La figure C-45 montre le schéma complet d'un générateur B.F. basé sur ce principe. Il se compose de deux lampes : une 6Q7, amplificatrice soumise à la contre-réaction, et une EL3 déphaseuse pour la réaction et en même temps amplificatrice de puissance à charge cathodique. Le couplage direct entre les deux tubes a pour but d'éliminer tout déphasage dû à la liaison par résistance-capacité.

La tension de réaction est prise sur la plaque de la EL3 et appliquée à la grille 6Q7 au moyen d'un potentiomètre de dosage. La cathode EL3, en opposition de phase avec l'entrée, fournit la tension de contre-réaction qui passe par le filtre à double T.

Un jeu de résistances et de condensateurs peut être branché au moyen de deux contacteurs. Ainsi, avec, par exemple, 6 jeux de résistances (soit 18 au total), on peut obtenir les fréquences 20, 40, 60, 80, 100 et 150 Hz, et en branchant au moyen du second commutateur 3 jeux de condensateurs (soit 9 au total), choisissant dans les rapports de 100:10:1, on peut multiplier les 6 fréquences obtenues plus haut par 1, 10 et 100. Le générateur permet donc de couvrir la gamme de 20 à 15 000 Hz en 18 points fixes, et c'est largement suffisant pour la plupart des applications.

Afin d'avoir une onde pratiquement sans distorsion (0,1 à 0,5 %), il faut régler la réaction près du décrochage. Dans ce cas, la puissance délivrée est évidemment plus faible qu'en fonctionnement plus « accroché ». La stabilité est très bonne, même quelques minutes après l'allumage. S'il n'y avait pas de difficulté pour obtenir une variation continue et non pas point par point, cet appareil aurait éclipsé de loin le générateur à battements, beaucoup plus compliqué, cher et lourd et bien moins stable.

Voici un tableau donnant les valeurs calculées pour R et C , permettant d'obtenir les 18 points fixes :

F Hz	R Ω	Gamme	C pF
20	159 000	20-150 Hz	50 000
40	79 500		
60	53 000	200-1 500 Hz	5 000
80	39 750		
100	31 800	2 000-15 000 Hz	500
150	21 100		

Ces résistances et condensateurs devront être étalonnés à $\pm 1\%$.

Il serait bon de brancher à la sortie un voltmètre électronique ou, tout simplement, un œil magique, indiquant si l'appareil oscille, et à quelle puissance.

56. Circuit de Wien.

La figure C-46 montre un autre circuit à résistances et capacités, possédant des propriétés sélectives également. Nous l'appelons *circuit de WIEN*, bien qu'en réalité, ce soit le *pont de WIEN*, vu sous un autre angle (1).

Supposons, pour simplifier, que les deux résistances ainsi que les deux capacités soient de même valeur, soit R et C . Soient Z_s et Z_p

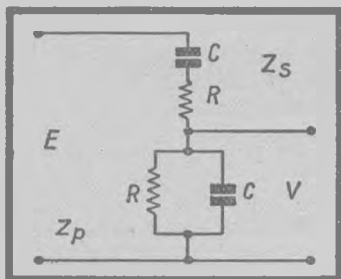


Fig. C-46. — Le circuit dérivé du pont de WIEN.

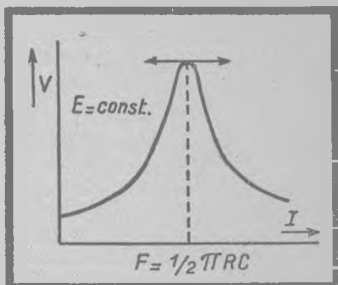


Fig. C-47. — Courbe de réponse du circuit précédent.

les impédances équivalentes des branches série et parallèle respectivement. Nous avons :

$$Z_s = R + \frac{1}{C\omega} \quad \text{et} \quad Z_p = \frac{R}{1 + R\omega C}$$

Soit X le rapport de ces impédances série et parallèle,

$$X = Z_s/Z_p = RC \omega + 1/RC \omega + 2.$$

Cherchons s'il y a un maximum en différenciant X par rapport à ω :

$$\frac{dX}{d\omega} = RC - \frac{1}{RC\omega^2}$$

En annulant la dérivée

$RC - 1/RC \omega^2 = 0$; on trouve la racine $\omega = 1/RC$, d'où $F = 1/2 \pi RC$.

La dérivée seconde montre qu'il s'agit d'un minimum pour X . En appliquant une tension E à l'ensemble et en branchant un voltmètre électronique aux bornes de Z , on peut relever la courbe de réponse du circuit, qui est une courbe de résonance, ayant un sommet pour $F = 1/2 \pi RC$ (fig. C-47).

L'ensemble étudié est donc bien l'équivalent d'un circuit oscillant. Ainsi, pour $R = 2000 \Omega$, $C = 0,1 \mu F$ et $E = 10 V$, on trouve :

(1) Voir aussi le MANUEL DES MESURES.

f	ω	Z_s	Z_p	$V = \frac{E'Z_p}{Z_s + Z_p}$
80 Hz	500	22 000 Ω	1 800 Ω	0,755 V
800	5 000	4 000	1 000	2
8 000	50 000	2 200	180	0,755

57. Oscillateur basé sur le Circuit de WIEN.

La figure C-48 montre un amplificateur doté d'une réaction sélective, formé par le circuit précédemment étudié. Un potentiomètre P branché en parallèle sur Z_p permet de doser la réaction. Le curseur de P étant en bas, la réaction est nulle, et il n'y a pas d'oscillation. En le déplaçant progressivement vers le haut, une oscillation naîtra à un moment donné.

Les fréquences autres que $F = 1/2\pi RC$ se trouvent fortement

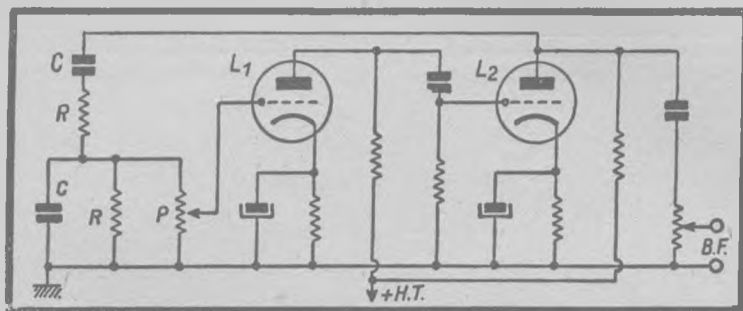


Fig. C-48. — Oscillateur BF employant le circuit de WIEN.

atténuées, et, de ce fait, une note très pure est obtenue. En poussant encore davantage la réaction, d'autres fréquences passeront aussi, et l'onde produite devient plus forte, mais impure. Tout comme dans le générateur à double T décrit précédemment, il y a donc lieu de se placer *tout au début de l'oscillation*.

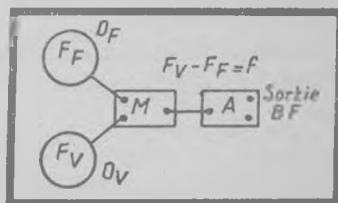
Bien qu'étant différent au premier abord, cet appareil a les mêmes qualités et défauts que le précédent, avec peut-être l'avantage de ne comporter que 4 variables au lieu de 6. Il est facile de calculer approximativement les valeurs de R et C pour différentes fréquences. Pour approcher de près ces valeurs théoriques, il faut que l'impédance-plaque soit faible devant Z_s , et que P soit grand par rapport à Z_p . De plus, la liaison entre L_1 et L_2 doit être à grande constante de temps, afin de ne pas introduire de rotation de phase. Un amplificateur à couplage direct pourra être employé avantageusement.

58. Principe de Générateur à Battements.

Un générateur à battements se compose d'un oscillateur H.F. fixe O_f , d'un autre variable O_v , d'un mélangeur et d'un amplificateur de puissance. Soient F_f et F_v les fréquences produites par O_f et O_v , et appliquées au mélangeur M . A sa sortie, on trouvera une nouvelle fréquence $f = F_v - F_f$ (en supposant $F_v > F_f$), dite *fréquence de battements*. Si $F_v = 101\ 000$ Hz et $F_f = 100\ 000$ Hz, f sera de 1 000 Hz, donc audible. En faisant varier F_v entre 100 000 et 115 000 Hz, on pourra donc couvrir toute la gamme B.F. de 0 à 15 000 Hz.

Tout cela est très simple à première vue ; mais de nombreux défauts graves peuvent se présenter au réalisateur non averti ; et,

Fig. C-49. — Principe d'un générateur B.F. à battement.



de ce fait, un bon générateur B.F. est l'un des appareils les plus délicats à construire. Ce qui n'empêche pas que, bien conçu et réalisé, c'est l'outil de base de la partie B.F. du laboratoire.

Avant de donner la marche à suivre pour l'établissement d'un générateur à battements, nous analyserons successivement les écueils qui peuvent se présenter et qui sont au nombre de cinq : *Instabilité, synchronisation, distorsion non linéaire, distorsion de fréquence et présence de H.F. dans la B.F.*

59. La Stabilité de Fréquence.

Un générateur à battements ne saurait avoir la même stabilité qu'un oscillateur H.F. simple. En effet, supposons les deux oscillateurs réglés sur 100 et 101 kHz respectivement. La fréquence de battements sera de 1 000 Hz. Pour qu'elle soit stable à 1 %, soit 10 Hz, il faut que l'écart entre O_f et O_v n'excède pas cette même variation relativement infime, soit 0,01 % (10^{-4}), et ce n'est pas facile à obtenir. Si la même stabilité est requise pour la fréquence 50 Hz, il faudrait même que cet écart fût inférieur à $5 \cdot 10^{-6}$! Ce qui explique que sur un générateur B.F., les fréquences élevées (5 000 à 15 000 Hz) « bougent » moins que les basses (50 à 200 Hz).

Au point de vue de la stabilité, on a donc intérêt à choisir F_f et F_v aussi basses que possible. D'autre part, afin de rendre le filtre H.F. qui suit la détection aussi efficace que possible, il est nécessaire que les H.F. et la plus haute B.F. soient aussi distantes que possible. De ces deux exigences contraires, il résulte un compromis qui fixe F_f et F_v entre 100 et 130 kHz.

Les oscillateurs doivent être étudiés afin de présenter le plus haut degré de stabilité (1). On utilisera des bobinages et des condensateurs d'excellente qualité, à faible coefficient de température, et on évitera de trop les rapprocher d'éléments chauffants. Les C.O. seront à grand rapport L/C et comporteront des trimmers de très bonne qualité. Le courant-grille des oscillations sera réglé à une valeur faible ou moyenne. Enfin, il est de bonne politique de rendre O_f et O_v aussi semblables physiquement que possible, car ainsi les variations seront semblables et auront lieu dans le même sens.

Dans cet ordre d'idées, il serait un non-sens de vouloir remplacer O_f par un quartz, car O_v , non stabilisé, variera, et la fréquence des battements de même.

60. La Synchronisation.

Un autre défaut qu'il s'agit de combattre, c'est la *mise en synchronisme des deux oscillateurs H.F. fonctionnant sur des fréquences très voisines*. On sait

qu'un oscillateur est facile à influencer, et qu'il ne demande qu'à « accrocher » sa fréquence sur une fréquence voisine. Le mot *accrocher* est pris ici dans le sens employé en électricité, lorsqu'on parle d'accrocher un alternateur sur un réseau.

Cette mise en synchronisme aux très basses fréquences (2 à 15 Hz) ne serait pas si grave si la tendance à l'accrochage ne se manifestait pas déjà bien avant. La figure C-50 montre un exemple de la forme d'onde obtenue. La partie A est sinusoïdale, en B, il y a

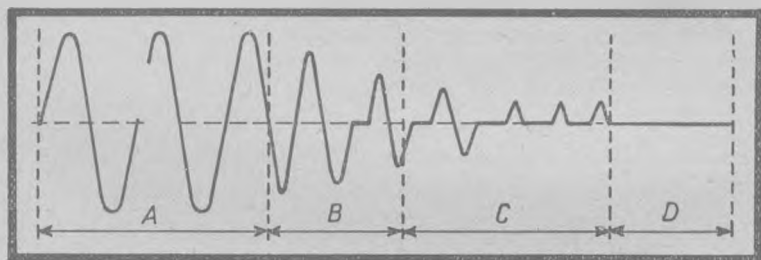


Fig. C-50. — Exemple d'une onde près de la mise en synchronisme des deux oscillateurs.

déjà pas mal de distorsion, et un H.P. branché donnera un son chevrotant. Enfin, la partie C n'a plus rien de sinusoïdal ; c'est une sorte d'oscillation de relaxation où on entendra des tops plus ou moins régulièrement espacés. Enfin, en D, c'est accompli : c'est le silence du synchronisme.

Afin d'éviter cet accident fâcheux, il convient, tout d'abord, de blinder statiquement et magnétiquement (s'il y a lieu) les deux oscillateurs. Si le châssis n'est pas trop exigü, on les placera aux extrémités opposées afin de les espacer le plus possible. Les tensions d'alimentation et, en particulier, la H.T., seront très soigneusement découplées. Dans le chapitre consacré au mélangeur, nous indiquerons

(1) Voir les chapitres 32 à 35.

les précautions à prendre pour moduler une fréquence par l'autre sans amener de couplage nuisible.

Une bonne méthode consiste à intercaler entre les oscillateurs et le mélangeur des pentodes séparatrices, évitant tout couplage par le détecteur (fig. C-51). Dans ce sens, l'oscillateur Eco peut être considéré comme un oscillateur et un séparateur contenus dans une même lampe, et est, de ce fait, recommandé. Dans la réalisation décrite plus loin, ce montage a été adopté.

Un autre moyen très efficace est de faire battre non pas les fréquences produites, mais leurs harmoniques de rang différent.

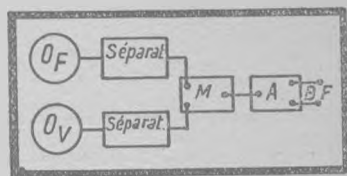


Fig. C-51. - Emploi des lampes séparatrices.

Ainsi, avec $Ff = 100$ et $Fv = 150$ kHz, le battement sera obtenu sur 300 kHz, soit H_2 de Ff et H_2 de Fv , et il n'y aura pas de synchronisation. Toutefois, cette méthode ne permet pas de rendre les deux oscillateurs aussi symétriques que l'on le voudrait.

Enfin, signalons encore, que le danger de la mise en synchronisme est d'autant plus grand que les écarts *relatifs* de fréquence sont faibles, autre considération qui nous amène à choisir Ff et Fv aussi basses que possible.

61. Distorsion harmonique.

Nous avons vu que l'onde délivrée par le modulateur doit être *parfaitement sinusoïdale*; or, de nombreux harmoniques risquent de compromettre cette

condition essentielle.

Supposons que Of et Ov délivrent des fréquences Ff et Fv pures, et soit $Fv > Ff$. Afin de fixer les idées, supposons $Fv = 101$ kHz et $Ff = 100$ kHz. Le tableau suivant donne les battements les plus importants :

Combinaison	en kHz	f kHz	2 f kHz	3 f kHz
$Fv - Ff$	101-100	1	2	3
$2 Fv - Ff$	101-100	(201)		
$2 Fv - Ff$	202-100	(102)		
$2 Fv - 2 Ff$	202-200	2	4	6
$2 Fv - Fv$	200-101	(99)		
$3 Fv - 3 Ff$	303-300	3	6	9
$3 Fv - 2 Ff$	303-200	(103)		
$3 Fv - Ff$	303-100	(203)		

Les valeurs entre parenthèses sont de la H.F., éliminées par un filtre. En B.F., à part le 1 kHz qui est l'onde demandée, on trouvera donc 2, 3, 4, 6 et 9 kHz, qui sont les *harmoniques du battement*, ainsi que les *résultats des battements d'harmoniques du même ordre de O_v et O_v , et de leurs harmoniques*.

On démontre que les harmoniques du battement sont affaiblis, si le pourcentage de modulation est faible ; autrement dit il faut que les amplitudes de F_f et F_v soient dissemblables. Une bonne valeur est le rapport 1 : 10 des deux amplitudes des tensions composantes.

Quant aux autres harmoniques perturbateurs, on a vu qu'ils sont produits par le battement d'harmoniques des oscillateurs H.F., principalement par $2 F_v - 2 F_f$ et $3 F_v - 3 F_f$. Dans ces conditions, il suffira donc de *filtrer soigneusement l'un des oscillateurs*, O , par exemple. La figure C-52 donne l'exemple d'un générateur pourvu d'un tel filtre.

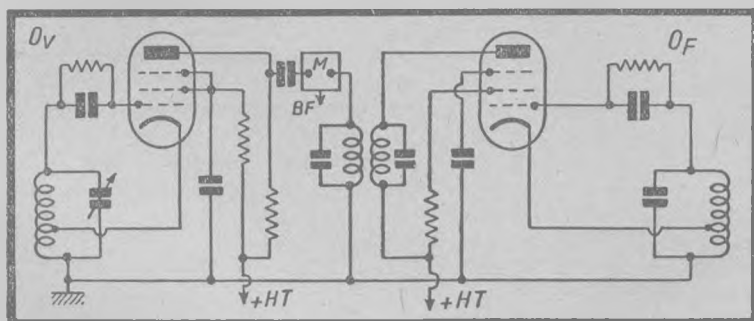


Fig. C-52. — L'un des oscillateurs HF est filtré pour éliminer ses harmoniques.

Si on est ainsi arrivé à réduire la distorsion linéaire à une valeur très faible, il faut évidemment que l'amplificateur de puissance qui suit soit, lui aussi, sans reproche. Le chapitre 66 donne des précisions à ce sujet.

62. Distorsion de Fréquence.

Ce défaut, qui se traduit par une baisse de la tension fournie aux extrémités de la gamme, est déjà plus bénin, car en disposant d'un voltmètre de sortie (à redresseur ou électronique), il est toujours possible d'ajuster le niveau à une même valeur, ce qui est *indispensable* pour le relevé des courbes de réponse.

Il n'en est pas moins ennuyeux d'être obligé de retoucher à chaque instant le réglage de puissance. On ne sait généralement pas que dans le système à faible taux de modulation décrit précédemment, c'est l'amplitude la plus petite (et non la plus grande) qui détermine la tension de sortie. C'est donc un artifice très recommandé que de prendre l'amplitude de O_f (qui ne varie guère), beaucoup plus faible que celle de O_v , qui ne devra néanmoins pas accuser de variations excessives.

D'autre part, l'amplificateur qui suit la modulatrice doit être à large bande passante, de même que le transformateur de sortie (s'il y en a un).

Dans certains appareils, c'est le voltmètre de sortie (du type à redresseur) qui induit en erreur, car sa courbe de réponse baisse au-dessus de 5 ou 8 000 Hz, et on constate une diminution d'amplitude, alors qu'il n'en est rien en réalité.

63. Elimination des Résidus H.F.

Le tableau donné plus haut montre la présence de composantes H.F. à la sortie du modulateur (chiffres entre parenthèses). On peut constater que ces valeurs sont groupées autour de F_f , $2 F_f$, $3 F_f$, etc. De plus, en vertu de la nature même du phénomène des battements, la tension résultant de la modulation contient les deux composantes F_f et F_v .

Un filtre passe-bas permet de les éliminer, en particulier celles de fréquence supérieure à 100 kHz. Mais ce filtre risque d'affaiblir le haut de la gamme B.F. et de produire une certaine distorsion de fréquence. Pour cette raison, il est préférable de placer la coupure du filtre assez haut et d'éliminer les fréquences de l'ordre de 100 kHz au moyen d'un circuit bouchon accordé sur F_f .

Il est inutile d'avoir un bouchon à forte surtension, car l'absorp-

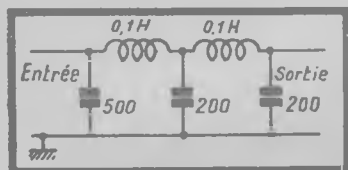


Fig. C-53. — Filtre passe-bas à la sortie du modulateur.

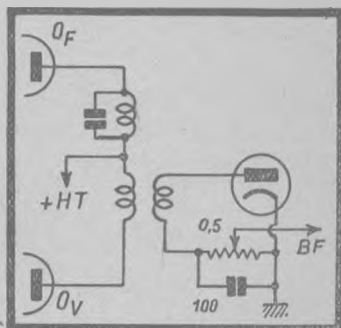


Fig. C-54. — Montage dissymétrique d'un modulateur à diode.

tion doit s'étaler sur une certaine plage (15 kHz environ). La figure C-53 montre un ensemble éliminateur pouvant être adopté.

64. Réalisation du Modulateur.

(changeurs de fréquence).

Le premier mode utilise les montages habituels de détection, à diode ou à triode fortement polarisée. La figure C-54 montre un mélangeur à diode à couplage inductif. Le circuit-plaque de 0_f comporte un C.O. accordé sur F_f , afin d'éliminer les harmoniques. Il est faiblement couplé à l'enroulement de la diode, afin d'y introduire une

On distingue deux sortes de modulateurs : ceux comportant un tube à caractéristique parabolique ou présumée telle (détecteurs) et ceux à électrodes mul-

tension bien plus faible que celle produite par la bobine de couplage a périodique qui se trouve dans la plaque de *Ov*.

Les deux oscillateurs doivent être soit Eco, soit à tube triode-hexode, afin de réaliser une séparation efficace entre l'oscillateur et le mélangeur.

On peut également utiliser le montage de la figure C-55, où le circuit diode comporte en série les deux enroulements de couplage avec *Ov* et *Of*. Toutefois, dans ce cas, la séparation est moins bonne. Ce même montage peut être employé également avec une triode montée en détectrice-plaque (fig. C-56).

On peut aussi attaquer la grille par une faible capacité (5 à 20 pF), autant que possible après un étage séparateur. C'est le cas de la figure C-57. Enfin, la figure C-58 montre un montage particulièrement recommandé. Les oscillatrices sont du type Eco. *Ov* comporte dans son circuit anodique un couplage par résistance et capacité à la grille de la triode détectrice, tandis que *Of*, qui a un C.O. dans la plaque, induit une tension dans la cathode au moyen d'un enroulement de couplage en série avec la polarisation. Ainsi, les conditions relatives aux amplitudes respectives et à la séparation des oscillateurs nous semblent réalisées au mieux.

Le tube changeur de fréquence, né beaucoup plus tard, s'est avéré très intéressant comme mélangeur, ses deux grilles d'entrée se prêtant tout naturellement à cet emploi. La réalisation que l'on verra plus loin est basée sur ce principe.

On peut, d'ailleurs, au moyen de ces tubes, réaliser un générateur B.F. à faible nombre de lampes, en employant une première triode-hexode comme oscillatrice fixe et amplificatrice-séparatrice et une seconde comme oscillatrice variable et mélangeuse (fig. C-59). Il ne manque plus qu'un tube amplificateur de puissance, et voilà le générateur B.F. à 3 lampes plus valve. Notons, toutefois, que les tensions écran et cathode, ainsi que le couplage, demandent à être ajustés avec soin.

65. Modulateur équilibré.

Dans les détecteurs à diode ou à triode, on a assimilé la caractéristique à une parabole, afin d'opérer sur une partie quadratique. Cette hypothèse n'est vérifiée que partiellement, pour de faibles amplitudes. Si la courbe est d'un degré supérieur, des harmoniques peuvent être créées par le modulateur. Pour cette raison, les appareils de haute précision, dans lesquels l'encombrement et le prix ne jouent qu'un rôle secondaire, comportent un modulateur équilibré dont la figure C-60 montre le principe.

C'est un push-pull de deux penthodes à pente fixe, qui reçoit la fréquence variable sur les deux grilles au moyen d'un enroulement de couplage dont le point milieu est à la masse. *Of* attaque les deux cathodes après un étage amplificateur à anode accordée.

La séparation des oscillateurs est ainsi parfaite, et la mise en synchronisme est efficacement combattue. De plus, les deux lampes peuvent attaquer directement un push-pull de sortie, et le réglage

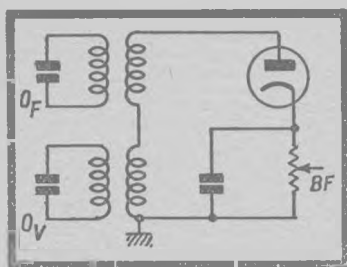


Fig. C-55. — Modulation à diode simple.

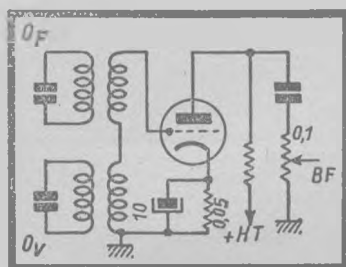


Fig. C-56. — Le même montage, en employant une triode.

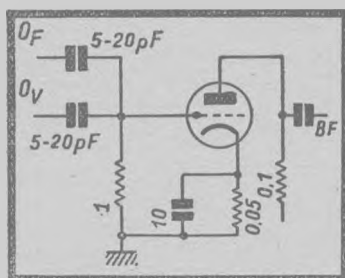


Fig. C-57. Attraction de la triode par capacités faibles.

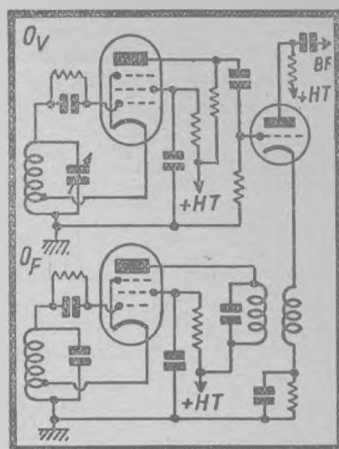


Fig. C-58. — Attaque d'une triode par la grille et la cathode.

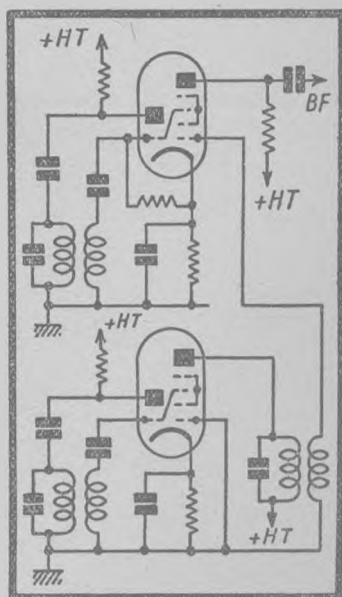


Fig. C-59. — Modulateur utilisant des changeuses de fréquence, 2 tubes remplissant le rôle de 4.

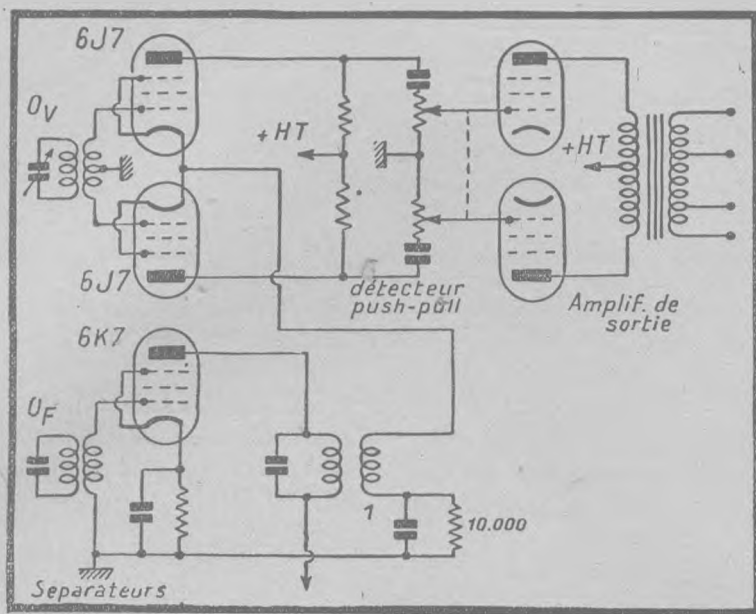


Fig. C-60. — Modulateur équilibré monté en push-pull.

de la puissance se fait au moyen d'un potentiomètre double.

66. L'Amplificateur de Sortie.

tion ne diffère en rien de celle de la B.F. d'un récepteur de qualité, avec la seule différence peut-être que la courbe de réponse doit être plate d'un bout à l'autre de la gamme.

Comme aucun tube ne possède une caractéristique vraiment linéaire, il convient de n'en utiliser qu'une faible partie, ce qui signifie que le tube ne doit pas fonctionner à pleine puissance. De plus, une contre-réaction apériodique est toujours recommandée.

Le transformateur de sortie doit être de très bonne qualité, et non pas une de ces minuscules parodies que l'on trouve parfois sur les H.P. Il va de soi qu'il doit être étudié pour transmettre toute la gamme sans affaiblissement notable (1 db).

Nous recommandons les impédances suivantes au secondaire : 50, 500 et 5 000 Ω . Comme dans les récepteurs, le transformateur doit être chargé en permanence ; on peut, par exemple, brancher une résistance de 50 Ω aux bornes de l'enroulement de même nom. En effectuant des prises sur cette résistance, on peut prélever des tensions plus faibles sur une impédance de valeur en rapport. La

Ayant déployé un soin particulier pour éliminer toute distorsion jusque là, il est nécessaire d'avoir autant d'égards pour l'étage de puissance. Sa conception

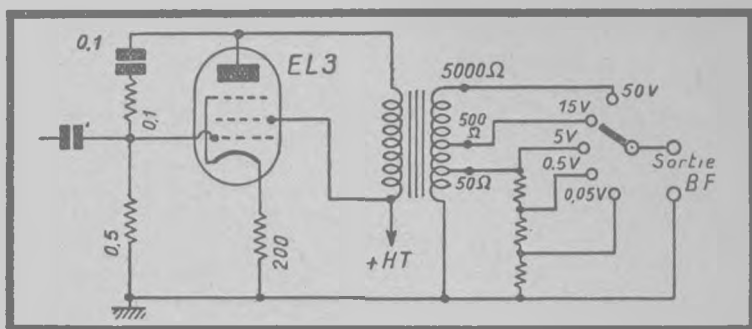


Fig. C-61. — Etage de puissance type pour générateurs BF.

figure C-61 donne un exemple d'un étage de puissance, muni d'une double contre-réaction (entre grille et plaque et par cathode non découplée).

En utilisant un push-pull (de préférence à triodes), on pourrait augmenter la puissance de sortie tout en diminuant la distorsion.

Enfin, signalons encore le tube à charge cathodique, qui n'amplifie pas, mais sert en quelque sorte d'adaptateur d'impédance, puisqu'il rend sensiblement la même tension que celle qu'il a reçue, en la faisant apparaître aux bornes d'une faible impédance. Ce mon-

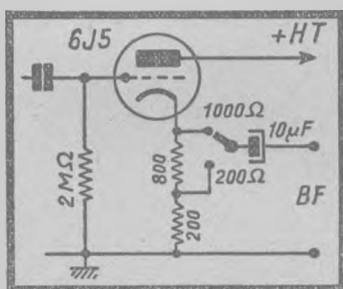


Fig. C-62. — Etage de sortie à charge cathodique.

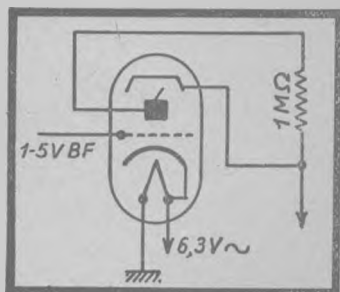


Fig. C-63. — Œil magique monté comme indicateur de battement à 50 Hz.

tage n'amène pas de distorsion et peut éviter l'emploi d'un transformateur de sortie. La figure C-62 en donne un exemple. La puissance délivrée est évidemment très faible.

67. Indicateur de Zéro.

Le générateur à battements étant par principe instable, il faut prévoir un réglage permettant la remise à zéro, et un indicateur permettant de contrôler l'action de ce réglage. S'il y a un voltmètre de sortie, il permet le calage exact du battement zéro. Toutefois, les alentours de ce

point étant mal définis, il est préférable de choisir le 50 Hz du secteur comme point de référence, en branchant le voltmètre entre la sortie 50 Ω et le chauffage des lampes. On obtient ainsi un battement très précis.

L'œil magique peut également servir d'indicateur de battements, et la figure C-63 montre comment on peut très facilement réaliser le battement visible à 50 Hz, en reliant tout simplement la cathode de l'œil magique au côté non réuni à la masse du filament. En mettant la cathode à la masse, on peut observer le battement à la fréquence zéro.

Il est très commode d'ajouter au générateur un petit tube cathodique, dont une paire de plaques est alimentée par lui, alors que l'autre reçoit une tension à analyser. Au moyen d'une figure de LISSAJOUS, on peut ainsi rapidement déterminer la fréquence, et même la distorsion. Un petit tube avec un diamètre d'écran de 25 à 30 mm suffit pour cet usage, est facile à alimenter et n'est pas cher. Accessoirement, il permet une remise à zéro facilement contrôlée.

68. Avant-Projet de Générateur.

Voici les bases d'un calcul rapide de la partie H.F. d'un générateur à battements. Soit à couvrir la gamme de 0 à 15 000 Hz, le C.V. présentant une capa-

cité maximum de 500 pF, soit C_m , et une capacité minimum de $C_m = 20$ pF. Appelons C_o le trimmer accordant le bobinage.

Nous choisirons pour O_f la fréquence 100 kHz. En utilisant le battement supérieur, O_v variera de $F_1 = 100$ kHz à $F_2 = 115$ kHz. De la formule de THOMSON

$$LC\omega^2 = 1,$$

on tire :

$$4\pi^2 F_1^2 = 1/L(C_o + C_m) \quad (1)$$

$$4\pi^2 F_2^2 = 1/L(C_o + C_m) \quad (2)$$

En divisant (2) par (1), on obtient :

$$\frac{C_o + C_m}{C_o + C_m} = \frac{F_2^2}{F_1^2} = \frac{22\,500 \times 10^6}{10\,000 \times 10^6} = 2,25$$

D'où :

$$C_o + C_m = 2,25 (C_o + C_m)$$

$$C_o = \frac{C_m - 2,25 C_m}{1,25} = \frac{500 - 45}{1,25}$$

$$C_o = 363 \text{ pF.}$$

Calculons maintenant L pour $F_1 = 100$ kHz et $C_o + C_m = 863$ pF.

$$L = 1/C \quad 4\pi^2 F^2 = 1/863 \cdot 10^{-12} \quad 4\pi^2 \cdot 10^8$$

$$L = 2,9 \text{ mH.}$$

C'est le même bobinage dans les deux oscillateurs. O_f sera accordé par 863 pF. Toutefois, ce dernier comporte deux petits C.V., l'un utilisé à la remise à zéro et l'autre pour ajouter ou retrancher de la B.F. une partie Δf , généralement de ± 50 Hz. Ces deux condensateurs auront des lames demi-circulaires (variation linéaire de capacité). Leur valeur est de 10 à 20 pF environ.

69. Le C. V. utilisé.

En utilisant un C.V. ordinaire de réception pour accorder Ov, on obtiendra une répartition d'échelle peu satisfaisante, car toute la gamme sera à peu près linéaire, et les fréquences comprises entre 0 et 1 000 Hz seront comprimées sur 1 ou 2 cm de longueur d'échelle. Il est possible, dans ce cas, de faire 2 gammes, l'une de 0 à 2 000 Hz, et l'autre de 0 à 15 000 Hz, ce qui demande un autre trimmer. Mais cette solution manque d'élégance.

La meilleure répartition est donnée par une variation logarithmique entre 0 et 1 000 Hz, et linéaire au-dessus, mais elle demande un C.V. spécialement étudié pour cette utilisation. A titre d'exemple, la figure C-64 donne le profil utilisé dans le générateur B.F. de GENERAL RADIO, modèle 713B. On remarquera que sa variation s'étend sur un angle de 270° , ce qui étale l'échelle d'une façon appréciable.

A défaut d'un C.V. spécial fabriqué sur mesure, on peut encore

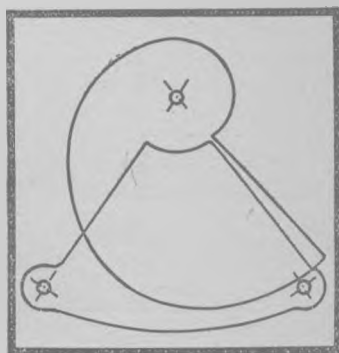


Fig. C-64. — Profil d'un CV pour générateur BF.

utiliser un C.V. logarithmique, ou même un « square law ». Dans le cas où la variation de capacité serait plus lente avec les lames sorties, on pourrait tout simplement utiliser le battement inférieur, ce qui donnerait pour Ov une plage de 85 à 100 kHz.

70. Réalisation d'un Générateur B.F.

a été décrite en détail par l'auteur dans sa brochure *Les Générateurs B.F.*, à laquelle nous renvoyons le lecteur pour les détails.

L'appareil comporte 4 lampes et une valve. Les oscillatrices sont des EF9, la modulatrice une 6L7, et la lampe de sortie une EL3. Les oscillateurs sont du type Eco, bien que l'enroulement cathode soit à couplage inductif. Ce mode facilite la mise au point, car en ajoutant ou en retranchant une spire de couplage (placée à côté de

La figure C-65 montre le schéma d'un générateur B.F. assez simple, que l'artisan ou l'expérimentateur privé pourra monter avec fruit. Sa réalisation

la bobine-grille), on peut ajuster le courant-grille à la faible valeur demandée, soit 100 μA .

La modulatrice 6L7 est attaquée sur ses deux grilles par résistance-capacité à partir de *Ov*, et par couplage inductif au moyen d'un circuit accordé à partir de *Of*. La fréquence des battements est recueillie à la plaque et, après passage dans un filtre passe-bas destiné à la débarrasser des résidus H.F., alimente un potentiomètre de 0,5 M Ω qui sert à doser la puissance de sortie. La EL3 comporte un transformateur adaptateur d'impédance 7 000 Ω au primaire, et 50, 500 et 5 000 Ω au secondaire, avec courbe de réponse plate à 1 db près entre 30 et 15 000 Hz.

L'atténuateur délivre des tensions mesurables de quelques mV à 50 V. Un voltmètre alternatif à redresseur du type spot (M1 ou M5 de WESTINGHOUSE) est branché sur la sortie 15 V et mesure l'amplitude de sortie, qui reste toujours proportionnelle à la tension lue, à un coefficient près.

Il y a, au total, 5 commandes : fréquence (C.V.), puissance, impédance de sortie, remise à zéro et dérèglement faible ± 50 Hz. Le secteur est coupé par l'interrupteur monté sur le potentiomètre.

La mise au point se fait au moyen d'un générateur H.F., que l'on fait battre successivement avec *Of* et *Ov*, afin de les ajuster exactement. Le C.O. dans la liaison sera réglé au moyen d'un voltmètre à lampes ; le couplage entre primaire et secondaire doit être très faible ; on l'ajustera par essais successifs.

Il est évident qu'un oscillographe est indispensable pour contrôler ou, éventuellement, retoucher légèrement les parties du montage.

71. Les Signaux rectangulaires.

Depuis quelque temps, une nouvelle tendance s'est fait jour exigeant que l'examen des amplificateurs ne se fasse plus en ondes sinusoïdales pures, mais

en ondes rectangulaires, autrement dit, extrêmement chargées d'harmoniques de tout ordre.

Cette proposition est justifiée, car en fonctionnement normal, un amplificateur n'est pas attaqué par un seul signal sinusoïdal, mais par un *ensemble de fréquences d'amplitudes variées*. De ce fait, les principales causes d'une mauvaise musicalité, à savoir les distorsions d'amplitude, de fréquence et de phase (1), prennent une importance bien plus grande qu'à l'examen en ondes sinusoïdales pures. La distorsion de fréquence altère le timbre de la voix et des instruments en reproduisant de façon disproportionnée les fréquences composantes ; la distorsion d'amplitude fausse le rapport entre les sons forts et faibles, et cause des harmoniques qui n'existaient pas dans le son original ; et enfin, la distorsion de phase change la composition du son et empêche le fonctionnement correct de la contre-réaction.

Un autre phénomène qu'il est impossible de déceler à l'examen en ondes pures, c'est la transmodulation. La présence simultanée de plusieurs fréquences sur une caractéristique ne serait-ce que légèr-

(1) Voir aussi la section K du MANUEL DES MESURES.

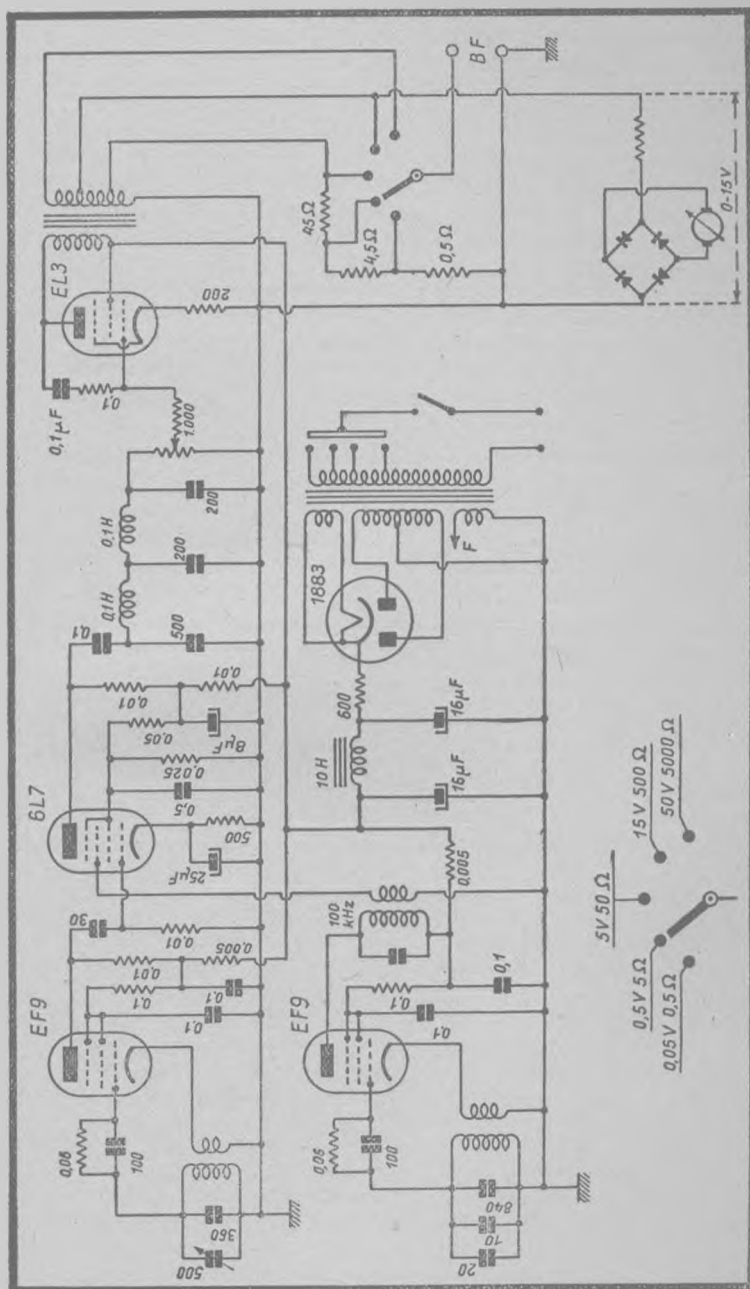


Fig. C-05. — Schéma d'un générateur à battement, relativement facile à construire.

ment courbe a pour effet la modulation réciproque de ces fréquences, faisant apparaître des fréquences somme et différence.

En attaquant l'amplificateur A à examiner (fig. C-66) par une onde rectangulaire, on lui fait subir l'essai le plus complet qui soit. Il suffit de connecter à la sortie un oscillographe cathodique et d'observer l'onde recueillie qui doit être semblable à celle de l'entrée, sans aucune déformation.

Faut-il, pour cela, construire un générateur à signaux rectangulaires ? Non, car il suffit de faire suivre le générateur sinusoïdal G d'un montage écrêteur M.E., qui transformera les ondes pures en ondes à front raide de même fréquence. Le générateur décrit reste donc, quoi qu'il arrive, l'outil de base pour les mesures en B.F.

Il est évidemment aussi possible de transformer la dent de scie du balayage en onde rectangulaire par amplification suivie d'écrêtage. Ce procédé est très intéressant, car on verra sur l'écran une période complète et fixe sans synchronisation aucune, et le générateur B.F. deviendrait superflu.

72. Ecrêteur à Diodes.

Si un signal sinusoïdal (a, fig. C-67) est appliqué à un amplificateur, nous trouvons à la sortie une onde semblable, mais d'amplitude plus forte (b). Au moyen

de diodes faiblement polarisées, nous « rabotons » les deux bouts

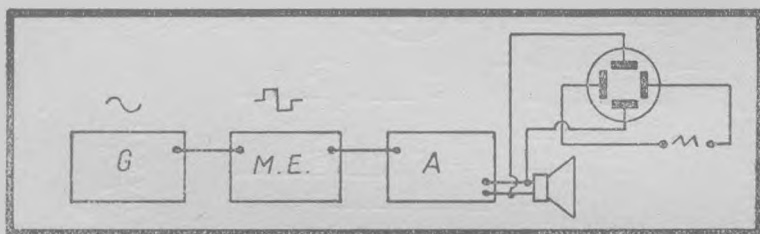


Fig. C-66. - Emploi des signaux rectangulaires à l'essai d'un amplificateur A.

de la courbe. L'onde tronquée qui reste (c) ressemble déjà à une onde rectangulaire. En amplifiant une nouvelle fois (d), et en rabotant encore les sommets, on se rapproche encore plus de la forme raide désirée (e).

Ce résultat peut être obtenu au moyen du montage de la figure C-68, éventuellement suivi d'un (ou de plusieurs) dispositifs identiques. La tension amplifiée par une penthode est appliquée à la sortie, en passant par le circuit écrêteur comportant une double diode 6H6 ou EB4. Voici comment fonctionne le montage :

La diode P_2 et la cathode C_1 sont réunies à la liaison entre amplificatrice et sortie, et leur potentiel est de +3 V par rapport à la masse. La diode P_1 est à la masse et la cathode C_2 est à +6 V, toutes ces tensions étant fixées par un diviseur à débit relativement fort (5 mA). La partie du signal dont la tension de crête sera inférieure à +3 V passera donc indemne ; par contre, lorsque l'amplitude dépasse

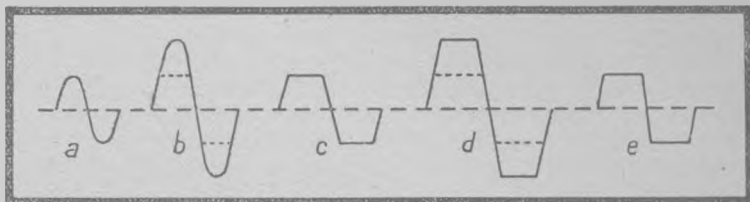


Fig. C-67. — Obtention d'un signal rectangulaire à partir d'une onde sinusoïdale.

a polarisation, l'alternance positive se trouve court-circuitée par P_2C_2 , et l'alternance négative par P_1C_1 . Les deux résistances de $50\,000\ \Omega$ de part et d'autre de P_2C_1 ont pour but de rendre cet effet encore plus prononcé.

Pour obtenir de bons résultats, il faut amplifier très fortement, et écrêter à un faible niveau. A ce sujet, l'emploi d'un oscillographe donnera en peu de temps plus de renseignements précis qu'une description aussi détaillée qu'elle soit. A noter que le potentiomètre de $20\,000\ \Omega$ intercalé dans le diviseur permet de faire varier le taux d'écrêtage, qui malgré tout restera toujours symétrique.

73. Notes sur l'Utilisation de l'Ecrêteur.

En se servant de ce montage, il faut être prudent dans les conclusions qui pourraient s'imposer. N'oublions pas, en effet, que l'amplificateur de mesure ou

de l'oscillographe utilisé n'est pas forcément à large bande, et que sa distorsion propre peut fausser les mesures. Etant donné l'extrême richesse en harmoniques puissants du signal rectangulaire, il est nécessaire que l'harmonique d'ordre 10 soit encore correctement transmis, et si la fondamentale est de $5\,000\ \text{Hz}$, la fréquence-limite est de $50\ \text{kHz}$, ce qui est beaucoup pour la B.F. d'un récepteur.

Par contre, avec une fondamentale de $500\ \text{Hz}$, une image correcte du signal rectangulaire montre la bonne transmission jusqu'à au

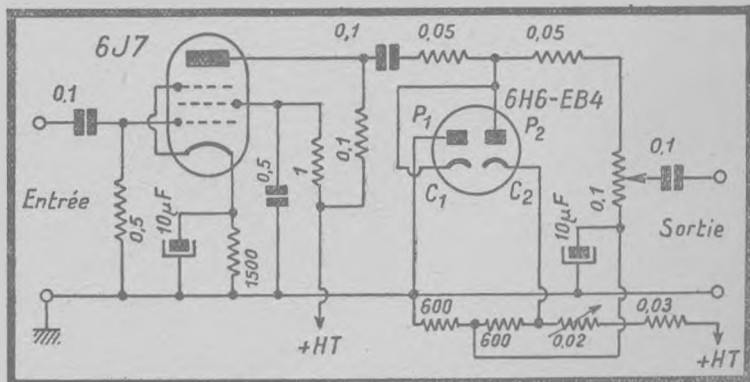


Fig. C-68. — Ecrêteur à double-diode.

moins 5 000 Hz, et un amplificateur doit pouvoir assurer la transmission de cette bande, sans quoi il serait franchement mauvais. En choisissant une fréquence encore plus basse, soit 50 Hz, on obtiendra un bon passage des harmoniques supérieurs, tandis que la fondamentale et les harmoniques 2 (et peut-être 3) risquent d'être mal transmis. En tout cas, l'oscillogramme accusera le défaut, et ce sera au technicien de l'apprécier et d'en tirer les conséquences qui s'imposent.

74. D'autres Ecrêteurs.

Le montage écrêteur à diode n'est point le seul utilisé. En examinant la tension de sortie d'une penthode à l'oscillographe, on peut constater qu'en surchar-

geant le tube, l'onde recueillie s'aplatit du haut et du bas et ressemble de plus en plus à un signal rectangulaire.

Si l'on veut utiliser des penthodes comme écrêteuses, voici quelques renseignements. Le tube (un 6J7, par exemple) sera monté en amplificateur, avec une résistance de charge de 100 000 à 500 000 Ω selon la fréquence. Il doit fonctionner en classe B, à polarisation fixe. La cathode étant à la masse, c'est la grille qui sera polarisée jusqu'à disparition du courant anodique. La tension nécessaire est de 6 à 8 V environ.

SECTION D

INSTRUMENTS DE MESURE

75. Revue des Appareils existants.

Ces instruments de grandeur et de nature variée, qui sont les éléments fondamentaux indispensables de tout laboratoire, méritent bien que l'on s'occupe

d'eux dans un chapitre spécial.

Leur principe de fonctionnement est toujours celui d'un *transformateur d'énergie électrique en mécanique*, puisque les watts qu'ils empruntent au circuit de mesure servent à faire tourner l'aiguille. Le courant électrique peut agir sous forme magnétique, statique ou thermique.

Le tableau page 120 résume les particularités des différents types d'instruments (1). On notera la consommation extrêmement faible du type à *cadre mobile*, et qui lui a valu de régner en maître dans le royaume des courants faibles. Malheureusement, il n'est utilisable qu'en continu.

L'*instrument statique* le surpasse encore, puisqu'en continu, ses armatures une fois chargées, sa consommation est rigoureusement nulle. De plus, il peut servir à toutes les fréquences, du moins théoriquement. En réalité, aux fréquences élevées, la capacité de ses armatures peut constituer une charge gênante.

Les instruments de cette catégorie seraient extrêmement répandus, s'ils n'étaient pas très délicats, et cela d'autant plus que les tensions à mesurer sont plus faibles. Ce n'est qu'au-dessus de 2 000 à 5 000 V, qu'ils sont robustes et relativement bon marché. De plus, il n'y a, en continu, aucune possibilité de faire varier la sensibilité. En alternatif seul, on peut obtenir plusieurs gammes en utilisant un condensateur série.

Les *instruments à fer tournant* sont très répandus dans l'industrie électrique, puisque robustes et bon marché. Dans le laboratoire radio-électrique, ils ne seront guère utiles que pour mesurer les tensions

(1) Certains types, aujourd'hui désuets, tels que les instruments à aimant mobile, n'ont pas été inclus dans ce tableau.

ou courants du secteur ou ceux débités par un transformateur dont l'impédance est généralement très basse. Les modèles soignés ont la même lecture en continu et en alternatif jusqu'à 60 ou 100 Hz, mais du fait de l'hystérésis, il y a en général une différence entre la lecture en continu et en alternatif. Mentionnons, toutefois, que certaines maisons ont créé des instruments à fer tournant de précision.

Les *instruments dynamiques* qui actuellement deviennent de plus en plus rares sur le marché, à cause de leur forte consommation, ainsi qu'en raison du manque d'avantages substantiels sur le fer tournant de précision, qui coûte bien moins cher. Ils n'existent plus aujourd'hui que comme instrument étalon, et comme wattmètres. Dans ce cas, une bobine est parcourue par le courant à mesurer, et à l'autre est appliquée la tension.

Les dynamiques sont très sensibles aux champs magnétiques qui les traversent, y compris le champ terrestre qui, malgré sa faiblesse (0,2 gauss), suffit pour fausser une mesure en continu. Pour éliminer l'action des champs extérieurs, on construit des dynamiques à fer avec blindage par une enveloppe de tôle. De ce fait, l'appareil n'est plus indépendant de la fréquence (hystérésis). Une solution plus élégante, mais aussi plus coûteuse, est offerte par le *système astatique*, qui consiste en deux mouvements identiques mais opposés placés sur le même axe et subissant les champs perturbateurs avec des sens opposés. Il existe d'ailleurs aussi des fers tournants astatiques.

Les instruments basés sur la loi de JOULE sont de deux sortes : appareils à *fil chauffant* et à *thermo-convertisseurs*. Les premiers, appelés couramment *thermiques*, étaient de bonne heure les seuls instruments utilisés en H.F. et B.F. Pour des raisons mécaniques, le diamètre du fil utilisé ne peut être pris trop fin, ce qui fait qu'en voltmètres, leur consommation est énorme. Aujourd'hui, on ne les emploie plus que comme ampèremètres d'antenne pour postes d'émission. Leur précision n'est pas affectée par la fréquence ou par des champs magnétiques ou électrostatiques voisins, mais, par contre, la température ambiante et les courants d'air les influencent, et des dispositions doivent être prises pour les éviter. L'instrument est très sensible aux surcharges, et si le fil ne fond pas, il peut quand même être altéré au point de fausser l'étalonnage, qui serait à refaire.

Par contre, l'instrument à thermo-convertisseur ou thermocouple gagne du terrain comme ampèremètre et milliampèremètre pour la H.F. en particulier, bien qu'il soit également utilisable pour toutes les fréquences. Son fonctionnement est le suivant (fig. D-1). Un fil chauffant (dont les dimensions déterminent le courant nominal) est intercalé dans le circuit de mesure. Il chauffe un couple thermo-électrique, composé des deux fils A et B en métaux différents, choisis pour donner un potentiel thermoélectrique élevé. La tension produite (quelques mV) est appliquée à un millivoltmètre à cadre mobile, qu'elle fait dévier.

Pratiquement, il est intéressant d'isoler les deux circuits par une petite perle de verre ou de céramique ; ce n'était pas le cas des anciennes « thermocroix », où les trois fils étaient soudés ensemble en un point. Cependant, l'isolant comporte toujours une certaine

constante thermique, et l'appareil ainsi perfectionné fonctionne avec un petit retard. Il ne suit donc pas les variations rapides de courant.

Comme les thermiques, les thermocouples supportent très mal les surcharges et craignent les courants d'air. Il est donc nécessaire d'enfermer le couple dans une boîte protégée; les modèles les plus sensibles (10 à 500 mA) sont même souvent placés dans une ampoule où règne le vide.

Disons, enfin, que les appareils obéissant à la loi de JOULE (qui est quadratique) ont une *échelle quadratique*, ce qui signifie une excellente lecture pour la deuxième moitié du cadran, mais une piètre précision dans la première. La gamme utile est donc petite.

76. L'Instrument à Cadre mobile.

encore quelques lignes.

Le fonctionnement ressort de la figure D-2. Un aimant en fer à cheval crée un champ puissant dans son entrefer cylindrique, qui comporte un noyau en acier doux (également cylindrique), dont le

De tout cela, il résulte que l'instrument à cadre mobile est le *presque seul type utilisé* dans le laboratoire radioélectrique. Il est donc bon de lui consacrer

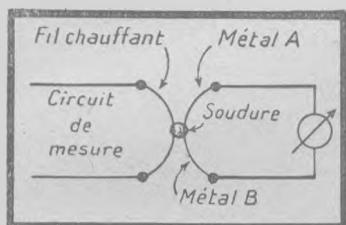


Fig. D-1. — Principe du convertisseur thermique.

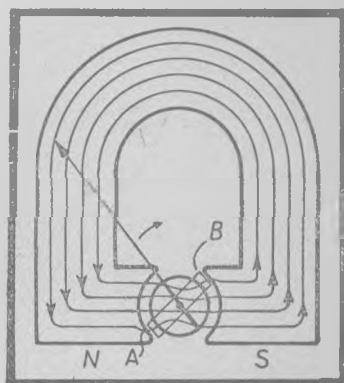


Fig. D-2. — Le fonctionnement d'un cadre mobile.

but est de concentrer les lignes de force, en leur offrant un chemin de faible résistance. Une bobine carrée ou rectangulaire en fil fin peut tourner autour de son axe, qui est aussi celui du cylindre.

Considérons un conducteur droit, parallèle à l'axe, et placé en A. Sous l'action du champ N S et d'un courant qui le parcourt dans un certain sens (du bas en haut ici), la force magnétomotrice (loi de LAPLACE) tend à le faire tourner dans le sens de la flèche. La partie correspondante du même conducteur placée en B subit le champ et est parcouru par le courant en sens inverse, et son action est donc égale en grandeur et en signe à celle de la partie A. Notons encore que le couple moteur est proportionnel au courant dans le cadre.

Pour contrebalancer ce couple et pour ramener l'aiguille au zéro

après son déplacement, on utilise deux spiraux en bronze, qui servent en même temps à amener le courant au cadre. Comme leur couple est proportionnel à l'angle de rotation, on obtient une échelle linéaire.

77. La Question de la Consommation.

L'énergie électrique nécessaire au fonctionnement de l'instrument est fournie par le circuit de mesure. Or, en radioélectricité, les courants dans les circuits sont

souvent très faibles. Et si l'instrument de mesure en prélève une fraction notable, le fonctionnement du circuit sous mesure s'en trouve perturbé.

Il faut donc *réduire la consommation* des appareils (en particulier des voltmètres) au minimum compatible avec leur fonctionnement. C'est la raison pour laquelle la course à la sensibilité s'est engagée; en partant de quelque chose comme 333 Ω/V (soit 3 mA pour la déviation totale), on est passé avec de gros cris de joie à 1 000 Ω/V , puis, on a vu naître successivement 2 000, 5 000, 10 000 et même 20 000 Ω/V (50 μA), ce qui paraît actuellement le plafond (1); mais pour combien de temps?

Qu'est-ce qui empêche de faire des instruments plus sensibles encore? Le couple moteur dépend du champ magnétique, du nombre d'ampères-tours et du couple de réaction fourni par les spiraux. On a fait d'importants progrès, ces dernières années, par l'utilisation d'aciers spéciaux, et les réalisations de plus en plus soignées de la partie mécanique ont permis de réduire l'entrefer; le champ magnétique a donc été fortement augmenté. On multiplie également le nombre de tours sur le cadre, mais des considérations d'encombrement et de poids ne permettent pas de l'augmenter indéfiniment. D'autre part, la finesse du fil est également limitée par des raisons électriques et mécaniques. Enfin, en réduisant le couple de rappel fourni par les spiraux, on obtient sans doute une augmentation de sensibilité; mais le retour à zéro devient problématique, en raison des frottements inévitables dans les saphirs (2).

On voit donc que l'extrême sensibilité n'est obtenue qu'au prix d'une diminution de la qualité, et c'est pourquoi les instruments de classe « étalon » ont toujours une consommation supérieure.

Mais la caractéristique d'un cadre n'est pas seulement le courant qui le fait dévier complètement, c'est encore sa résistance, qui détermine la chute de tension entre ses extrémités. Le produit EI est la puissance électrique consommée (en mW ou μW). Il ne faut donc pas se laisser éblouir par un I très faible, mais considérer le produit EI .

Disons tout de suite qu'en voltmètre la résistance du cadre est généralement sans importance, puisqu'il faut encore lui adjoindre

(1) Pour transformer les Ω/V en mA de déviation complète, on a l'équation :

$$\frac{1000}{\Omega/V} = \text{mA}$$

(2) D'ailleurs, quand on songe que la déviation totale d'un microampèremètre de 50 μA , 2000 Ω (chase courante) ne demande que 5/1.000.000 W, on peut imaginer que l'on est plus loin des limites du possible.

une résistance supplémentaire ; par contre, en milliampèremètre et ampèremètre, elle est très gênante, car elle cause une chute de tension d'autant plus désagréable qu'elle est plus grande. Ainsi, un micro-ampèremètre qui « chute » 0,5 V sous 200 μ A aura une différence de potentiel tout au moins égale sous 2 A, et le shunt fera perdre 1 W au circuit de mesure. Ce point est à examiner lors de l'établissement d'un contrôleur ou, tout simplement, d'un ampèremètre.

78. Examen d'un Instrument.

heureux. Cependant, combien de « clous » courant ainsi les marchés !..

Supposons que l'instrument fonctionne, et que ses spiraux soient en bon état. Il est possible que l'étalonnage soit faux, mais ce n'est généralement pas un mal irrémédiable.

Il y a tout d'abord l'équilibrage à vérifier. En passant de la position horizontale à la verticale, l'aiguille ne doit pas bouger. Le zéro doit encore être fixe en penchant l'instrument vers la droite et vers la gauche.

La position horizontale (avec l'axe du cadre dans la verticale) donne le moindre frottement dans les pivots ; les appareils faits pour cette position (et c'est le cas général de la classe « étalon ») donnent souvent en position verticale une indication approchée, qui se corrige en tapotant très légèrement la glace. Cette *incertitude* est des plus gênantes. Il importe donc d'utiliser l'instrument dans la position de fonctionnement préconisée par le constructeur.

La rapidité de la mise en position de l'aiguille est caractérisée par l'*amortissement*, qui se calcule par le logarithme du rapport de deux élongations successives. Un instrument dont l'aiguille oscille pendant plusieurs secondes par suite d'un amortissement insuffisant est exaspérant, lorsqu'on fait des mesures ; cependant le cas contraire, l'instrument *hyperamorti*, qui a toujours l'air de se déplacer dans un milieu visqueux, est encore plus désagréable, car souvent l'aiguille se traîne péniblement jusqu'à sa position, mais reste figée une ou deux divisions avant, à cause des frottements. Dans le cas le plus favorable (*amortissement critique*), l'aiguille doit légèrement dépasser, puis revenir en arrière et se placer sans remonter à nouveau.

Dans les instruments à cadre mobile, l'amortissement est obtenu par les courants de FOUCAULT, qui sont des courants dans la spire en court-circuit qu'est le support du bobinage (en cuivre ou aluminium). Dans les instruments sensibles, en particulier les galvanomètres à suspension, qui sont bobinés en l'air, un effet de freinage marqué est obtenu en fermant l'enroulement sur une faible résistance.

79. Voltmètres et ampèremètres.

On a quelquefois l'occasion d'acheter un instrument bien au-dessous de sa valeur marchande, et si c'est un appareil de bonne qualité, ce placement est toujours

On a quelquefois l'occasion d'acheter un instrument bien au-dessous de sa valeur marchande, et si c'est un appareil de bonne qualité, ce placement est toujours

On a quelquefois l'occasion d'acheter un instrument bien au-dessous de sa valeur marchande, et si c'est un appareil de bonne qualité, ce placement est toujours

On a quelquefois l'occasion d'acheter un instrument bien au-dessous de sa valeur marchande, et si c'est un appareil de bonne qualité, ce placement est toujours

On a quelquefois l'occasion d'acheter un instrument bien au-dessous de sa valeur marchande, et si c'est un appareil de bonne qualité, ce placement est toujours

On a quelquefois l'occasion d'acheter un instrument bien au-dessous de sa valeur marchande, et si c'est un appareil de bonne qualité, ce placement est toujours

On a quelquefois l'occasion d'acheter un instrument bien au-dessous de sa valeur marchande, et si c'est un appareil de bonne qualité, ce placement est toujours

Un ampèremètre est un appareil dont la déviation est proportionnelle au courant qui le parcourt. Un voltmètre est un ampèremètre sensible, en série avec

une résistance R, et la déviation est proportionnelle à la chute de

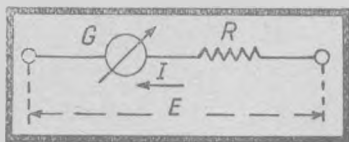


Fig. D-3. — Constitution d'un voltmètre.

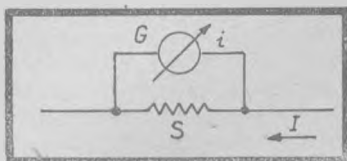


Fig. D-4. — Constitution d'un ampèremètre.

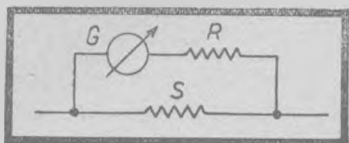


Fig. D-5. — La résistance R diminue le coefficient de température de l'ampèremètre.

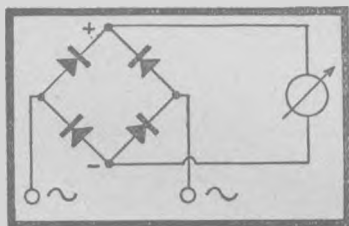


Fig. D-6. — Redresseur monté en pont.

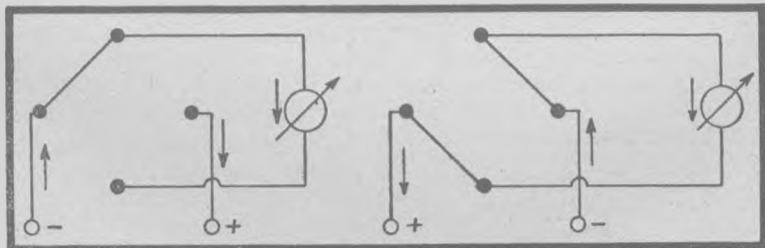


Fig. D-7. — Fonctionnement du redresseur pour les 2 alternances.

tension RI aux bornes de l'instrument. Enfin, un ampèremètre avec un shunt S est un voltmètre sensible, qui lit la chute de tension SI aux bornes du shunt, mais qui est gradué en intensités seulement. Tout cela, ce sont des principes simples, qui sont malheureusement confondus par bien des techniciens.

La résistance R à monter en série (fig. D-3) avec un milliampèremètre donnant sa déviation pour I exprimé en mA est égale à :

$$R = E/I - G$$

G étant la résistance interne du cadre, négligeable généralement. Connaissant le nombre de Ω/V de l'instrument, il suffit de le multiplier par E (et de retrancher G) pour obtenir R .

Le shunt S pour un milliampèremètre G de i ampères (fig. D-4), destiné à permettre la mesure de I ampères, est donné par :

$$S = \frac{G}{n - 1}$$

n étant le pouvoir multiplicateur du shunt, soit $n = I/i$.

30. Compensation du Coefficient de Température.

Dans le dernier cas examiné, G est constitué par un enroule-

ment en cuivre, dont le coefficient de température est de 4 % pour 10°C. S est en constantan ou manganèse, de coefficient de température négligeable. Supposons que l'ensemble soit juste à 15°C. Lorsqu'il passera à 25°C, G sera augmenté de 4 %, tandis que S n'aura pas changé. L'action du shunt sera donc plus énergique, et l'indication sera de 4 % trop faible.

Pour obvier à cet inconvénient, on monte en série une résistance R à faible coefficient de température, et telle que $R > G$ (fig. D-5). Pour $R = G$, l'erreur dans l'exemple précédent serait ramenée à 2 %. On peut même l'annuler complètement en composant S d'une partie cuivre et d'une partie constantan ou manganèse, ce qui n'est pas sans complications. Mais tous ces remèdes ont pour fâcheux résultat d'augmenter la chute de tension causée par l'appareil.

Il va de soi que la compensation est inutile dans le cas d'un voltmètre, car la résistance série rend négligeable l'effet des variations de G.

81. Le Redresseur.

une résistance considérable dans l'autre.

Industriellement, on a réalisé des groupements de cellules d'arrêt en pont sous de faibles dimensions. Le plus connu est l'oxymétal de la C¹^e WESTINGHOUSE montré dans la figure D-6, et composé de 4 cellules en pont, afin de redresser les deux alternances. La figure D-7 montre comment le courant dans l'instrument a toujours le même sens, indépendamment de la polarité à l'entrée, en vertu du principe de la soupape.

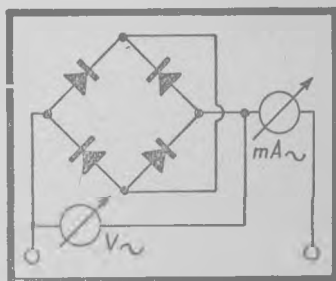
82. Particularités du Redresseur.

même sens (car sinon, la valeur moyenne serait nulle). Rappelons ici les relations entre la tension moyenne E_m , la tension efficace E_{eff} et la tension de crête E_{max} , valables tant que l'onde est sinusoïdale :

On sait que le contact métal-oxyde de métal joue, dans certains cas, le rôle d'une soupape électrique, laissant passer le courant dans un sens et lui opposant

La déviation d'un instrument équipé d'un redresseur est *proportionnelle à la valeur moyenne* de la tension alternative, les deux alternances agissant dans le

Fig. D-8. — Mesure de la résistance du redresseur.



	$E_m \times$	$E_{eff} \times$	$E_{max} \times$
$E_m =$	1	0,9	0,636
$E_{eff} =$	1,1	1	0,707
$E_{max} =$	1,57	1,414	1

Il en résulte qu'un milliampèremètre de 1 mA, équipé avec une résistance série de 100 000 Ω pour mesurer 100 V avec déviation complète, devra comporter une résistance d'environ 90 000 Ω , s'il doit être monté sur un redresseur pour mesurer 100 V alternatifs. Equipé de telle façon, son indication serait trop forte si on voulait mesurer du continu avec le redresseur ; d'où la nécessité d'un commutateur continu-alternatif.

Une particularité importante du redresseur est son impédance variable avec le courant. Court-circuitons le côté continu et mesurons l'impédance entre les bornes d'entrée alternatif en fonction du débit (éventuellement par un voltmètre alternatif (fig. D-8). On obtient le tableau suivant (d'après F. BERGTOLD) :

$I_{eff} (\mu A)$	$Z (\Omega)$
1 500	350
1 000	470
500	800
200	1 550
100	2 600
50	4 400
20	8 500
10	14 000
5	20 000

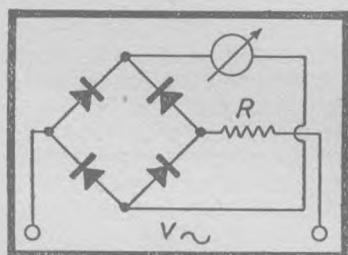


Fig. D-9. — Schéma d'un voltmètre à redresseur.

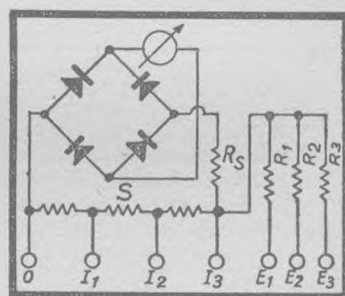


Fig. D-10. — Volt- et ampèremètre pour courant alternatif.

On voit donc que Z augmente fortement pour les courants faibles (1). Examinons maintenant les conséquences de ce phénomène.

Dans le cas d'un instrument de 500 μA , Z variera entre 800 et 4 400 Ω (en considérant les déviations correspondant au courant nominal et à 1/10 de ce courant, soit 50 μA). L'écart entre Z_{max} et Z_{min} est donc de 3 800 Ω .

(1) Cette propriété est utilisée pour la protection des instruments contre de fortes surcharges (voir paragraphe 86).

Dans le cas d'un voltmètre monté selon la figure D-9, sensibilité 10 V ou moins, cet écart n'est pas négligeable devant la résistance série R . Il en résulte qu'aux faibles déviations, $Z + R$ augmente sensiblement, ce qui réduit le courant dans le cadre. On obtient donc une échelle non linéaire, resserrée au début. Par contre, pour les sensibilités de 100 V et plus, cet écart est négligeable devant R , et l'échelle est linéaire. L'appareil demande donc une échelle par sensibilité pour les faibles tensions, ce qui est évidemment un inconvénient pour les instruments à gammes multiples.

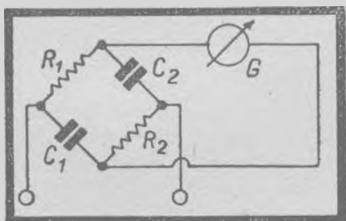


Fig. D-11. — Équivalent du redresseur aux fréquences élevées.

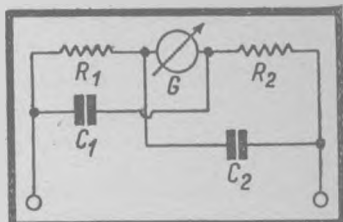


Fig. D-12 - Mise en évidence de l'effet nuisible des capacités C_1 et C_2 de la figure précédente.

Pour remédier à cela, on utilise souvent le montage de la figure D-10, qui a en outre l'avantage de permettre la mesure des intensités alternatives. Le redresseur est monté en série avec une résistance R_s , grande par rapport à Z_{moy} , et le tout est en dérivation sur le shunt S , petit par rapport à Z_{moy} . Le shunt augmente la consommation, qui sera pratiquement 2 à 5 fois celle du cadre seul. On règlera par exemple R_s et S de manière qu'entre 0 et X, on ait 1 mA et 1 V pour la déviation totale. Les résistances R_1 , R_2 et R_s des sensibilités en voltmètre seront branchées en X, et le shunt aura des prises I_1 et I_2 pour la mesure des intensités supérieures à 1 mA.

Comme le redresseur est toujours en circuit fermé avec R_s et S , on aura une échelle unique pour toutes les sensibilités. D'autre part, comme $Z_{max} - Z_{min}$ n'est pas négligeable devant R_s (car, sinon, la chute de tension serait trop grande), l'échelle sera non linéaire. C'est là le montage employé par tous les contrôleurs et super-contrôleurs du commerce, mesurant tensions et intensités alternatives.

83. Caractéristique de Fréquence.

(fig. D-7). Le schéma équivalent en alternatif est montré dans la figure D-11, où les résistances R_1 et R_2 figurent les soupapes ouvertes. Les capacités C_1 et C_2 représentent la capacité formée par les armatures des cellules bloquées. Etant donné l'extrême finesse de la couche d'oxyde formant diélectrique, ces capacités ne sont point négligeables.

Nous avons vu que dans le redresseur monté en pont, à chaque alternance, deux éléments laissent passer le courant, tandis que les deux autres l'arrêtent

La figure D-12 montre le même circuit redessiné de manière à mettre en évidence l'action de C_1 et C_2 , et on voit qu'elles sont en dérivation sur le cadre G. Comme la capacitance varie à l'inverse de la fréquence, on voit que le cadre se trouve progressivement court-circuité lorsque la fréquence augmente.

Pour obtenir une caractéristique droite aussi étendue que possible, il faut donc diminuer C_1 et C_2 . Ce résultat a été obtenu avec les redresseurs spéciaux pour instruments de mesure. Dans les éléments « spot » de WESTINGHOUSE, le diamètre d'une cellule est de 2 à 3 mm ! Aussi, la caractéristique de fréquence est droite jusqu'à 5 kHz, et à 150 à 200 kHz, on obtient encore des indications (sans aucune précision).

84. Autres Données.

Pour tous ces renseignements, le lecteur se reportera à l'étude de M. R. de BAGNEUX, « Redresseurs à Oxyde de Cuivre », parue dans *Toute la Radio*, n° 25 et 26, 1936. (numéros épuisés).

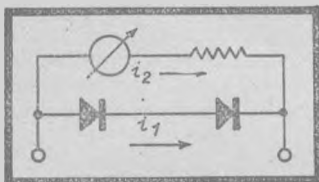


Fig. D-13. — Redresseur limiteur de surtension.

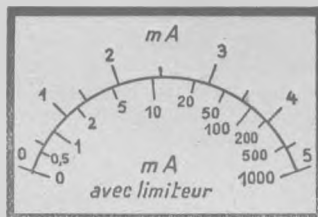


Fig. D-14. — L'échelle obtenue avec le montage précédent.

85. Diodes comme Redresseurs.

Il est possible d'équiper un voltmètre d'une ou de plusieurs diodes à la place du redresseur. L'inconvénient apparent du montage est la nécessité d'une source de chauffage pour le (ou les) filaments, éventuellement équipée d'une stabilisation par fer-hydrogène (car la résistance interne d'une diode est largement influencée par la tension de chauffage).

Par contre, il est ainsi possible d'obtenir une caractéristique bien plus étendue vers les fréquences élevées, car moyennant certaines précautions, ce montage permet des mesures précises jusqu'à 50 MHz. Une diode est utilisée pour la détection du signal, et une autre sert à la compensation du zéro ou à la rectification de la courbure. Dans le chapitre consacré aux voltmètres à lampes, nous aurons à parler davantage des diodes.

86. Redresseur-Limiteur de Surtension

traverse est plus fort

Dans le circuit de la figure D-13, le redresseur est monté avec la même polarité en dérivation sur un cadre mobile, en série avec une résistance R d'une centaine d'ohms, dont le but est d'augmenter l'efficacité du shuntage. Aux faibles déviations, la tension aux bornes du redresseur est petite et il n'entre pratiquement pas en action. Par contre, si la tension augmente, sa résistance décroît rapidement et court-circuite l'instrument.

On obtient de cette façon une échelle d'allure logarithmique souhaitable pour certaines applications. La figure D-14 montre un échantillon d'échelle obtenu avec un cadre mobile de 5 mA, avec et sans redresseur (d'après SCROGGIE). Le redresseur utilisé était un WESTINGHOUSE L.-T.-7A (1).

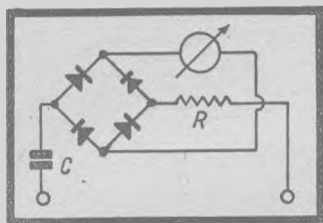


Fig. D-15 Schéma d'un outputmètre à condensateur de blocage du continu.

87. Voltmètre de Sortie-Outputmètre.

dans le circuit-plaque de la lampe) étant rendu inopérant. Ce résultat est obtenu tout simplement par la mise en série avec le circuit voltmètre d'un condensateur C , qui arrête le continu (fig. D-15). C doit être choisi tel qu'à la fréquence la plus basse, son impédance

$$Z = \frac{1}{2 \pi f C}$$
 soit petite devant R ; sinon, la courbe de réponse,

tombe au début.

Une autre solution consiste dans l'emploi d'un transformateur à l'entrée (fig. D-16). L'instrument branché sur le secondaire n'est pas parcouru par le courant continu présent dans le primaire. Toutefois, ce montage n'est guère utilisé dans les voltmètres de sortie, mais sert au contraire dans les wattmètres que nous examinerons ci-dessous.

Plus haut (au chapitre 82), nous avons parlé de la particularité du redresseur qui consiste à offrir une impédance d'autant plus faible que le courant qui le

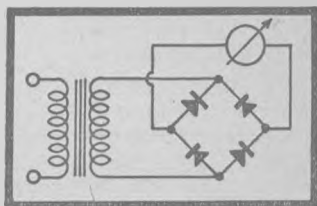


Fig. D-16 — Outputmètre à transformateur.

Un voltmètre de sortie est essentiellement un voltmètre alternatif, établi de façon à mesurer la composante alternative seule, le continu (présent

(1) Voir également WIRELESS WORLD du 11 Janvier 1935 et du 2 Juin 1938.

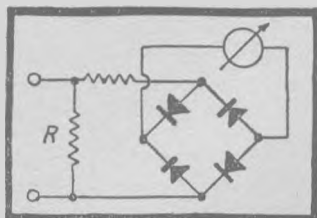


Fig. D-17. — Schéma théorique d'un wattmètre de sortie.

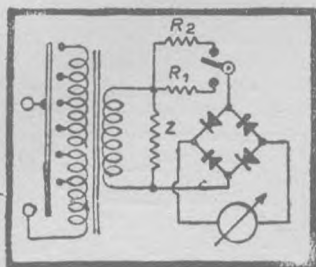


Fig. D-18. — Wattmètre à transformateur-adaptateur d'impédances, pour 2 sensibilités.

sans le condensateur C de la figure D-15, le wattmètre est rendu faux par la composante continue. Ensuite, cette impédance purement ohmique donne lieu à une chute de tension, si elle est placée dans la plaque d'une lampe finale, et les conditions de fonctionnement ne sont pas respectées. Enfin, il est peu commode d'effectuer avec ce montage des mesures sur des impédances de charge multiples, car chaque nouvelle valeur de R entraîne une nouvelle sensibilité pour le voltmètre.

Ces inconvénients nous amènent au circuit de la figure D-18. Un transformateur, ayant des prises au primaire pour toutes les impédances désirées, est pourvu d'un secondaire unique chargé par une résistance Z . Un voltmètre à redresseur permet de lire directement $E^2/Z = W$, quelle que soit l'impédance de l'entrée.

Z peut être quelconque a priori, mais doit être petit devant R_1 . D'autre part, on a intérêt à avoir une tension pas trop faible à mesurer, ce qui demande une certaine valeur de Z . Pratiquement, on prendra Z entre 50 et 500 Ω , ce qui (avec un voltmètre de 1 000 Ω/V ou davantage) donne 5 W pour 15 à 50 V et 0,5 W pour 5 à 15 V. Au moyen d'un commutateur, on peut donc obtenir les deux gammes 0,5 et 5 V avec des résistances R_1 et R_2 .

La pièce délicate dans un tel wattmètre est le *transformateur*, qui doit évidemment présenter une courbe de réponse aussi plate et

88. Wattmètre de Sortie.

En électricité, les wattmètres jouent un rôle important. Ce sont généralement des instruments dynamiques, dont l'une des bobines est traversée par le courant, et l'autre par la tension. La déviation est alors proportionnelle à $E I \cos \varphi$.

Du fait de l'intervention de l'angle de phase, ces instruments ne conviennent pas aux problèmes de basse fréquence, où par suite de la présence de self-inductions importantes, $\cos \varphi$ est bien inférieur à 1.

On préfère donc mesurer la chute de tension E aux bornes d'une résistance R , siège de la puissance à mesurer, qui sera égale à E^2/R (fig. D-17). Toutefois, le schéma aussi simpliste ne convient pas. Tout d'abord,

étendue que possible. Soient Z_p et Z_s les impédances, n_p et n_s les nombres de spires respectifs du primaire et du secondaire. On a :

$$\frac{Z_p}{Z_s} = \frac{n_p^2}{n_s^2}$$

équation qui lie le rapport des impédances au rapport des nombres de spires. Ainsi, si $Z_p = 5\,000\ \Omega$ et $Z_s = 50\ \Omega$, $Z_p/Z_s = 100$. D'où $n_p = \sqrt{100\ n_s} = 10\ n_s$. Si $n_p = 2\,000$ tours, $n_s = 200$. La variation d'impédance peut être effectué par des prises au primaire ou au secondaire, et même sur les deux. Si la question de l'isolement peut être négligée, le transformateur peut même être monté en auto-transformateur.

Les impédances essentielles sont 2, 4, 6, 8, 10 et 12 Ω pour effectuer des mesures sur les bobines mobiles, ensuite 2 000, 3 000, 5 000, 7 000 et 10 000 Ω correspondant aux charges des lampes habituelles. Il serait bon de disposer également de 500 Ω , impédance de ligne standard.

89. Contrôleur universel.

Ayant maintenant traité les principales applications des instruments de mesure, nous en arrivons à l'appareil qui en constitue la synthèse : le contrô-

leur universel (1). Dans un laboratoire, il est coûteux et encombrant d'avoir des instruments utilisables pour une seule mesure. C'est ce qui a incité les constructeurs à établir des appareils à plusieurs sensibilités. En ajoutant de proche en proche toutes les gammes de mesure de toutes les grandeurs mesurables, on est arrivé aux engins compliqués que sont aujourd'hui les contrôleurs universels, véritables « mesure-tout », présentés sous un faible volume.

De tels appareils sont indispensables dans tout laboratoire radio-électrique, du plus grand au plus petit. Toutefois, le meilleur contrôleur du monde ne peut être utilisé qu'à un endroit à la fois. C'est pourquoi la possession d'un seul « mesure-tout » ne dispense pas de l'acquisition de quelques volt- et milliampermètres utilisables en plus du contrôleur (10 V, 250 V, 1 mA, 100 mA en continu, et 10 V, 150 V, 50 mA, 1 A en alternatif sont les valeurs les plus courantes).

Un bon contrôleur universel doit permettre la mesure des tensions et intensités en continu et en alternatif, des tensions de sortie, des résistances de 10 Ω à 2 M Ω et, éventuellement des capacités entre 10 000 pF et 10 μ F. Il doit être à très faible consommation (2 000 à 10 000 Ω /V). La précision d'étalonnage est généralement de 1 à 2 % en continu, et de 2 à 3 % en alternatif. Il importe que l'instrument de base soit de bonne qualité et muni d'échelles claires et bien lisibles.

(1) Les montages utilisés en ohmmètre et capacimètre sont traités dans les chapitres consacrés à la mesure des résistances et des condensateurs.

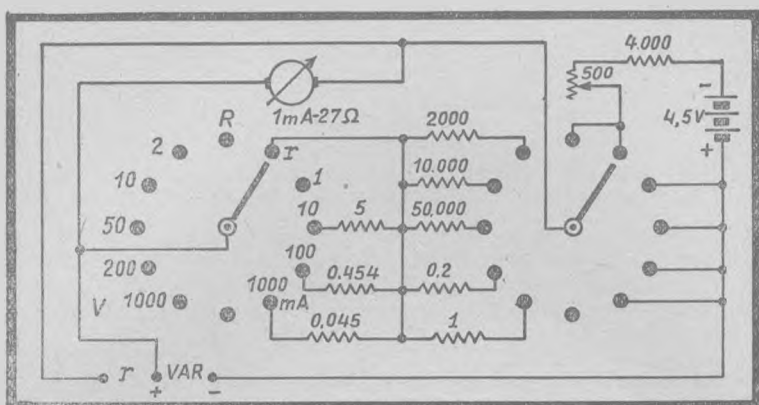


Fig. D-20. — Schéma de l'Omnimètre-Junior.

90 Construction ou Achat ?

même ?

La réponse dépend beaucoup de la nature de l'utilisateur. Dans un laboratoire important, le prix de revient de cet appareil (et surtout, lorsqu'il s'agit de construire un seul exemplaire) risque d'être élevé, si l'on tient compte des frais généraux. Par contre, un artisan peut y travailler à ses heures perdues, et réaliser ainsi une économie sensible. Des étudiants et amateurs, qui ne comptent pas leurs heures, préfèrent souvent la construction à l'achat.

Avantages de la construction. — Possibilité d'avoir des gammes spéciales et des dispositifs n'existant pas dans le commerce ; en un mot, avoir son contrôleur fait sur mesure. Faible prix de revient, si on ne tient pas compte des heures de travail.

Inconvénients de la construction. — Précision bien médiocre, si on n'a pas les appareils étalon nécessaires pour faire un étalonnage précis, encombrement et poids souvent plus grands, présentations fréquemment moins belle que celle des appareils du commerce, de longues heures à sacrifier.

Voilà les principales considérations qui permettront à chacun de prendre la décision en connaissance de cause.

91. L'Omnimètre.

Tensions continues et alternatives, ainsi que tensions de sortie : 2, 10, 50, 200 et 1 000 V.

L'auteur a écrit une brochure traitant le problème du contrôleur universel (1). L'appareil qui y est décrit possède les sensibilités suivantes :

(1) L'Omnimètre (Editions Radio).

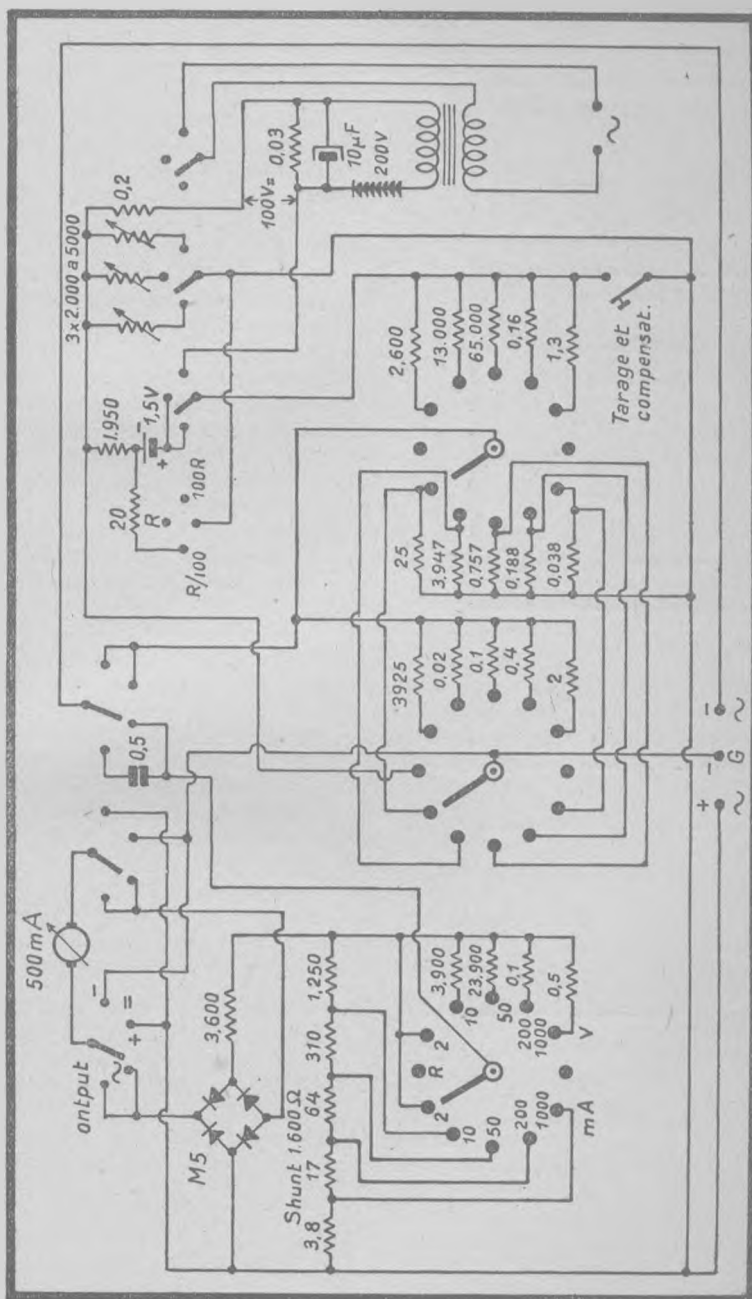


Fig. 2. 1. 2. 3. — Schema de 10 mm. me. re.

Intensités continues et alternatives : 2, 10, 50, 200 et 1 000 mA.
Galvanomètre courant continu : 0,5 mA.

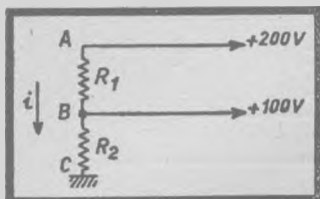


Fig. D-21. — Diviseur de tension non chargé.

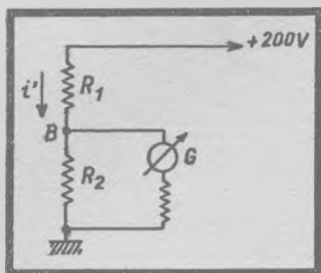


Fig. D-22. — Diviseur de tension chargé par un voltmètre.

mesure des petites et des grandes résistances. Enfin, un poussoir permet d'effectuer les tarages ainsi que de compenser l'erreur de mesure due à la consommation ; on en parlera dans le chapitre 93.

92. L'Omnimètre-Junior.

1 000 mA continus, ainsi que 2 gammes de résistances de 1 à 100 000 Ω . La figure D-20 donne le schéma bien simple. L'instrument est un milliampèremètre de 1 mA. L'unique contacteur est à 2 galettes à 11 positions utiles. Il y a un seul tarage pour les deux sensibilités en ohmmètre.

93. Elimination de l'Erreur due à la Consommation.

Considérons un diviseur de tension, formé par les résistances R_1 et R_2 , de 0,1 M Ω chacune, et alimenté par 200 V (fig. D-21). Le courant i qui traverse R_1 et R_2 est $i = 200/200\,000 = 1$ mA. Le point B sera donc à un potentiel de $R_2 i = 100\,000 \times 0,001 = 100$ V par rapport à la masse.

Branchons maintenant un contrôleur entre B et la masse (fig. D-22). Admettons que sa résistance soit le 2 000 Ω/V , et la sensibilité

Résistances : 1 Ω à 10 M Ω en 3 gammes.

Pour une description complète le lecteur se reportera à la brochure citée. Toutefois, la figure D-19 donne le schéma de principe de l'appareil. Le contacteur des sensibilités à 11 positions actives est formé par 3 galettes à un rail, visible au milieu. La commutation continu-alternatif-output est réalisée par une galette à 3 rails 4 positions, la dernière correspondant à une inversion du galvanomètre en continu, ce qui est très pratique, puisqu'ainsi, on évite de débrancher l'appareil au cas d'une fausse polarité. Enfin, le combinatoire à droite (une galette à 4 rails) détermine le coefficient de lecture en ohmmètre, qui est 1/100, 1 ou 100.

Un redresseur et une pile incorporés servent de source pour la mesure des petites et des grandes résistances. Enfin, un poussoir permet d'effectuer les tarages ainsi que de compenser l'erreur de mesure due à la consommation ; on en parlera dans le chapitre 93.

Un contrôleur très simple, pour continu seulement, est décrit à la fin de la brochure. Ses sensibilités sont : 2, 10, 50, 200 et 1 000 V ; 1, 10, 100 et 1 000 Ω .

L'ohmmètre est pourvu d'un dispositif permettant d'éliminer l'erreur due à la consommation, et il nous semble intéressant de le décrire ici.

choisie de 200 V. Sa résistance totale G sera donc de 400 000 Ω . La résistance entre B et C sera donc :

$$R = \frac{R_2 G}{R_2 + G} = \frac{0,1 \times 0,4}{0,1 + 0,4} = 0,08 \text{ M}\Omega$$

Le courant i' deviendra :

$$R_1 + R = 180\,000$$

$$i' = \frac{E}{R_1 + R} = \frac{200}{180\,000} = 1,11 \text{ mA.}$$

Le potentiel de B (que nous mesurons) sera donc devenu :

$$R i' = 80\,000 \times 0,00111 = 88,9 \text{ V.}$$

L'introduction de G entraîne donc une erreur de 11 %.

Il est évident que l'emploi d'un instrument à plus faible consommation réduit cette erreur ; mais dans tous les cas subsiste l'incertitude au sujet de l'erreur commise, qui ne peut être trouvée que par le calcul, et à condition de connaître R_1 et R_2 , ce qui n'est pas toujours le cas.

Or, il existe un moyen commode de connaître cette erreur. Pour ce faire, et une fois la mesure terminée, on shunte G par une résistance r de valeur 0,65 G environ, soit 0,26 M Ω dans notre cas (fig. D-23). R et r en parallèle donnent :

$$R' = \frac{0,26 \times 0,08}{0,26 + 0,08} = 0,062 \text{ M}\Omega.$$

Le courant devient :

$$i'' = 200/162\,000 = 0,00123 \text{ A} = 1,23 \text{ mA,}$$

et le potentiel de B devient :

$$R' i'' = 62\,000 \times 0,00123 = 76,5 \text{ V.}$$

Faisons la différence entre la première et la seconde lectures : 88,9 — 76,5 = 12,4 V. Cette « erreur » est sensiblement égale à la première ; en effet, ajoutons ces 12,4 V aux 88,9 V trouvés à la première mesure, et nous obtenons 88,9 + 12,4 = 101,3 V, valeur exacte à 1,3 % près. On voit immédiatement le grand intérêt du procédé. D'ailleurs, même sans faire le calcul, la pression sur le bouton renseigne déjà approximativement sur la grandeur de l'erreur commise.

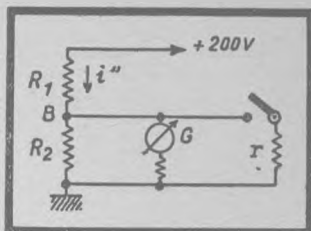


Fig. D-23. — Compensation de l'erreur de lecture.

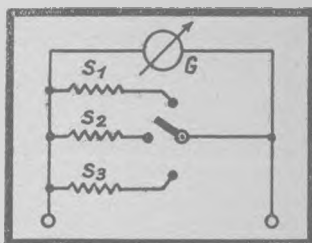


Fig. D-24. — Ce branchement des shunts est déconseillé.

94. Remarques sur le Branchement des Shunts.

Dans un milliampèremètre à plusieurs sensibilités, il y a plusieurs manières de brancher les shunts. La figure D-24 montre la première possibilité qui vient à l'esprit, et qui doit être *formellement déconseillée*. En effet, au passage

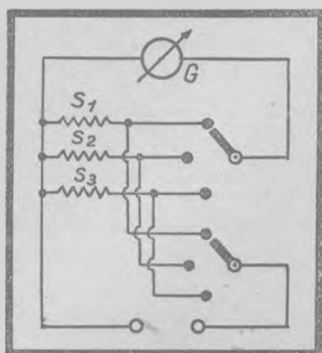


Fig. D-25. — Bon branchement des shunts.

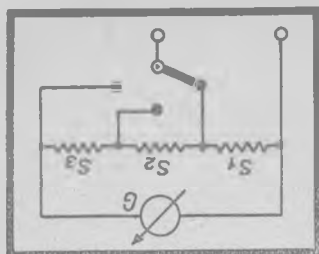


Fig. D-26. — Shunt universel également conseillé.

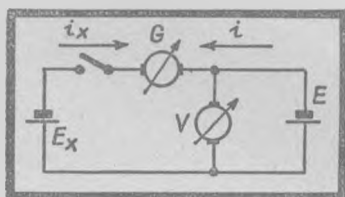


Fig. D-27 — Principe du voltmètre d'opposition.

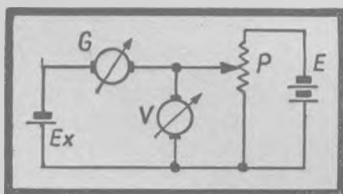


Fig. D-28. — Le potentiomètre permet de régler la tension de compensation.

d'un contact à l'autre, il n'y a (pendant un court instant) pas de shunt, et l'instrument risque d'être endommagé puisque l'intensité totale du courant le traverse alors. Toutefois, certains contacteurs évitent cette coupure.

Il reste néanmoins le fait que la résistance du contact se trouve en parallèle avec l'instrument et sa valeur, qui est généralement variable, fausse la lecture (par excès), et cela d'autant plus que le shunt est moins résistant.

Le montage D-25 est bon, mais nécessite deux contacts au lieu d'un. La résistance de ces contacts n'influe pas sur la précision de la mesure. Comme dans le cas précédent, la valeur du shunt est donnée par la relation

$$S = \frac{G}{n-1} \quad (\text{voir chapitre 79}).$$

Enfin, la figure D-26 montre un autre montage recommandé, ne nécessitant qu'un seul contact. Les trois shunts S_1 , S_2 et S_3 sont ici en série, et l'instrument est monté en parallèle sur l'ensemble. Le commutateur branche le courant à mesurer soit sur S_1 , soit sur $S_1 + S_2$, soit enfin sur $S_1 + S_2 + S_3$. La formule devient :

Pour les faibles intensités :

$$S_1 + S_2 + S_3 = \frac{G}{n-1}$$

Pour les intensités moyennes :

$$S_1 + S_2 = \frac{G + S_3}{n-1}$$

Pour les fortes intensités :

$$S_1 = \frac{G + S_2 + S_3}{n-1}$$

La résistance de contact n'influe pas ici sur la précision de

la mesure ; par contre, la chute de tension (donc la consommation) est plus élevée avec ce montage.

95. Principe de l'Opposition.

faible consommation, aurait donné une lecture erronée (par défaut). En opposant à E_x une tension connue et facilement mesurable E , le galvanomètre G , en série dans le circuit, n'accusera aucune déviation, si $E_x = E$. On remarquera qu'à l'équilibre, *aucun courant n'est emprunté à E_x* , et si la sensibilité de G est suffisamment grande, la mesure est précise.

Pratiquement, E doit être variable, ce qui est obtenu à l'aide d'un potentiomètre P en dérivation sur la source (fig. D-28). De cette manière, un réglage précis de E_x est possible. C'est là le principe du *voltmètre à résistance infinie*, ou encore à *consommation nulle*.

96. Voltmètre à Résistance infinie.

La figure D-29 montre la réalisation pratique d'un voltmètre à résistance infinie. On remarquera qu'il n'y a qu'un seul instrument, qui sert de galvano-

mètre et de voltmètre. Pour accomplir sa fonction, il doit être sensible (50 à 500 μA au plus !). Le commutateur tarage-mesure le branche soit en galvanomètre, soit en voltmètre. En position tarage, un potentiomètre de 0,5 M Ω se trouve en série dans le circuit, afin d'éviter les dégâts pendant le réglage, au cas où E et E_x seraient trop différentes. En s'approchant de l'équilibre, on diminue progressivement P , ce qui augmente la sensibilité de G .

L'appareil est prévu pour 4 gammes : 200, 50, 20 et 5 V, choisies au moyen d'un commutateur triple à 4 positions. Les tensions sont prises sur l'un des deux potentiomètres de réglage, de 2 000 et 20 000 Ω . Les résistances R_1 , R_2 , R_3 et R_4 transformant G en voltmètre sont commutées simultanément avec les tensions, de sorte

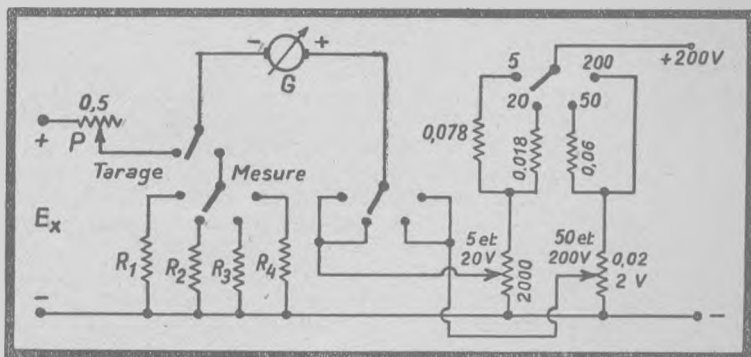


Fig. C-29. — Schéma d'un voltmètre à résistance infinie.

que l'instrument est automatiquement adapté à la sensibilité choisie.

L'emploi de l'appareil est très simple. Toute la résistance de P étant en circuit, afin de parer à tout danger possible, on se met en position *tarage*, et on équilibre au mieux les deux tensions, en réduisant progressivement P. Dès qu'il n'y a plus de déviation, on passe en *mesures*, et on lit la tension de compensation sur le voltmètre.

Il est évident qu'aucun tarage n'est possible, si E_x est branché avec une mauvaise polarité. De plus, dans ce cas, les tensions s'ajoutent et peuvent éventuellement détériorer le galvanomètre, s'il est très sensible.

97. Emploi d'un œil magique.

fois le voltmètre, qui pourrait être bien moins sensible, 1 000 ou 333 Ω/V . On pourrait d'ailleurs le remplacer par un appareil extérieur (un contrôleur, par exemple), immobilisé seulement pendant cette mesure.

La figure D-30 montre le principe de l'appareil. Les deux tensions sont en série dans la grille. Au moyen du potentiomètre P dans la cathode, on règle l'ombre sur la cible de manière à ne laisser subsister qu'un mince filet, dont toute variation est facile à apprécier.

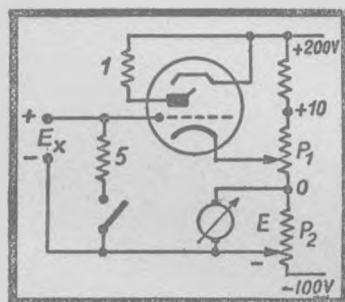


Fig. D-30. — Voltmètre d'opposition utilisant un œil magique comme indicateur de zéro.

Cette remise à zéro étant effectuée, on donne à E sa plus forte valeur, afin d'être paré à toute éventualité. La grille devient donc très négative, et le secteur d'ombre disparaît. Ensuite, on branche E_x avec le pôle positif du côté grille, et on réduit E au moyen de P_1 jusqu'à ce que le secteur d'ombre ait repris son aspect initial. Il suffit alors de lire la déviation du voltmètre pour connaître E_x .

Afin d'assurer la continuité du circuit-grille, nous avons branché en parallèle sur E_x une résistance de 5 M Ω et un interrupteur I. Si le circuit extérieur est fermé, on peut ouvrir I, et l'appareil présente réellement une résistance infinie.

Bien que nous n'ayons représenté qu'une seule gamme, il est évidemment facile d'en établir plusieurs. Mais ce n'est pas ici le moment d'approfondir ce sujet, car l'appareil est devenu un voltmètre électronique, et, comme tel, sa description fait partie de la section suivante.

SECTION E

VOLTMÈTRES ÉLECTRONIQUES

98. Utilité des Voltmètres électroniques.

Nous avons vu, dans la section précédente, que les voltmètres ordinaires ne fonctionnent qu'en courant continu ou alternatif de basse fréquence. Pour

les meilleurs d'entre eux (cadre mobile à redresseur du type spot), la fréquence limite est de 10 à 15 000 Hz. (Nous ne parlons pas ici des instruments thermiques et à thermocouple, principalement ampèremètres en raison de la forte consommation qui les caractérise). Le laboratoire a donc besoin d'appareils pour la *mesure des tensions de H.F.* ou, tout simplement, de fréquence supérieure à 10 000 Hz.

D'un autre côté, un voltmètre est un transformateur d'énergie électrique en mécanique, et *une certaine puissance est prélevée au circuit de mesure* afin d'alimenter le cadre mobile. Bien que les instruments modernes consomment fort peu, ils constituent quand même une charge importante, capable de déséquilibrer des circuits sensibles. Dans les voltmètres électroniques, c'est la tension anodique qui procure l'énergie demandée, et *l'appareil ne charge pas* (ou, tout au moins, pas sensiblement) *le circuit de mesure*.

La raison d'être des voltmètres à lampes est donc double :

1. *Permettre la mesure des tensions à toute fréquence;*
2. *Ne pas absorber de puissance sur le circuit de mesure.*

Le voltmètre électronique uni- versel n'existe pas ; par contre, il y a de nombreux types prévus pour tel ou tel usage spécial. Toutefois, les constructeurs ont tenu à établir des appareils aussi versatiles que possible, couvrant tout le spectre de fréquences de 20 Hz à 10, 50 ou même 100 MHz ; quelquefois, le courant continu peut être mesuré également. Les tensions que l'on peut ainsi mesurer s'étendent généralement de 0,1 ou 0,5 V à 100, 150 ou 200 V.

99. Principes employés.

donc des appareils basés sur la *détection-plaque à polarisation fixe* ou *automatique* (réflexe), la *détection Sylvania* et *diode*, série ou parallèle. Seule, la *détection-grille* n'est pratiquement pas appliquée, en raison notamment de la difficulté d'obtenir plusieurs gammes de mesures.

Lorsque les tensions à mesurer sont faibles, une *amplification* est nécessaire. On ne peut pas envisager de monter une amplificatrice avant la détectrice (1), car, à l'heure actuelle, il n'existe pas encore de montage à courbe de réponse droite entre 20 Hz et 20 MHz (par exemple). Par contre, il est facile de placer un *amplificateur à courant continu* à la suite de la détectrice. Cette remarque s'applique d'ailleurs seulement aux détecteurs purs : diode et Sylvania ; la *détection-plaque* peut être considérée comme *montage à amplificateur incorporé*.

100. Détection-Plaque.

la *partie courbe de la caractéristique* I_p/V_g (fig. E-1). Soit A ce point, correspondant à un courant i_0 très faible. Une tension alternative envoyée sur la grille se trouvera *amplifiée dissymétriquement*, les

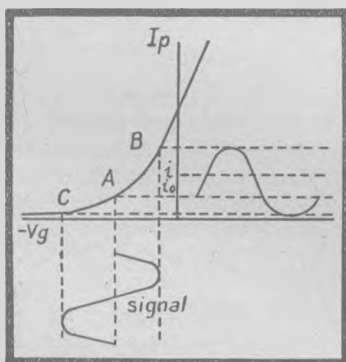


Fig. E-1. — Fonctionnement de la détection plaque.

alternances négatives ayant pratiquement disparu. Comme la détection est faite à grande constante de temps (grande capacité entre plaque et cathode), nous trouverons dans le circuit anodique un courant moyen $i > i_0$ à la place des ondulations.

Nous insistons beaucoup sur le fait que *cette détection n'est pas unilatérale, mais seulement dissymétrique*. En effet, la courbe I_p/V_g

(1) Sauf dans le cas particulier, où le VE est exclusivement destiné aux mesures en BF.

ne pique pas tout droit sur l'axe des X pour l'atteindre au point A, comme le veut la théorie simpliste, mais s'en rapproche asymptotiquement. De ce fait, les amplitudes très faibles sont amplifiées presque normalement, et le courant moyen de plaque ne varie plus. D'autre part, ce qui correspond à une lecture zéro sur un instrument de 1 mA peut être une déviation complète sur un autre de 50 μ A, et l'opérateur sera obligé de polariser encore plus pour déplacer le point de fonctionnement vers C. Comme la pente diminue de ce fait, le gain de sensibilité sera plus faible que celui escompté par la

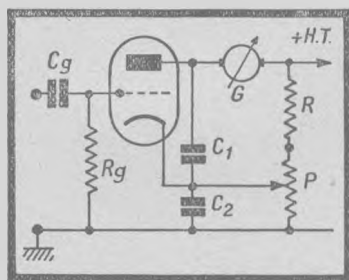


Fig. E-2. — Schéma de principe d'une détectrice plaque à polarisation fixe.

différence entre les deux instruments. Pratiquement, la limite inférieure se situe vers 0,1 à 0,5 V selon les montages.

La figure E-2 montre le schéma de principe d'un VE à détection-plaque, la polarisation étant fixe. Un diviseur à débit fort par rapport à I_p et constitué par une résistance R et un potentiomètre P est branché sur la H.T. Au moyen du curseur de P , la polarisation peut être ajustée à la meilleure valeur. Les condensateurs C_1 et C_2 de forte capacité (2 μ F pour la B.F., 0,1 μ F pour la H.F.) donnent à l'appareil une grande constante de temps et constituent un court-circuit pour le courant alternatif, qui se retrouve dans le circuit anodique. Enfin, si la sensibilité de l'appareil ne doit pas baisser pour 50 Hz (ce qui permettrait de l'étalonner sur le secteur), il faut que la constante de temps de l'entrée, c'est-à-dire R_g en $M\Omega$ multiplié par C_g en μ F soit supérieure à 0,03.

101. Compensation du Courant de Repos.

Si on utilise un instrument sensible, le courant de repos i_o peut causer une déviation permanente gênante. La figure E-3 montre comment on peut compenser i_o . Le côté + du galvanomètre est branché sur le diviseur au point M, faiblement négatif par rapport à N. La chute de tension dans R_1 est appliquée à G à travers une résistance série R_2 , et donne lieu à un courant dans le sens contraire à celui du courant-plaque. En choisissant convenablement R_1 et R_2 , on peut compenser toute déviation initiale.

Pratiquement, on a intérêt à prendre R_2 beaucoup plus grand que G , afin de ne pas shunter l'instrument qui perdrait en sensibilité.

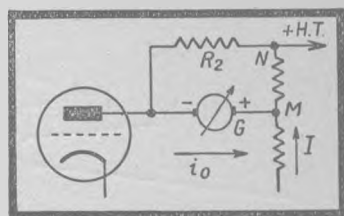


Fig. E-3. — Compensation du courant de repos. La résistance placée entre N et M est R_1 .

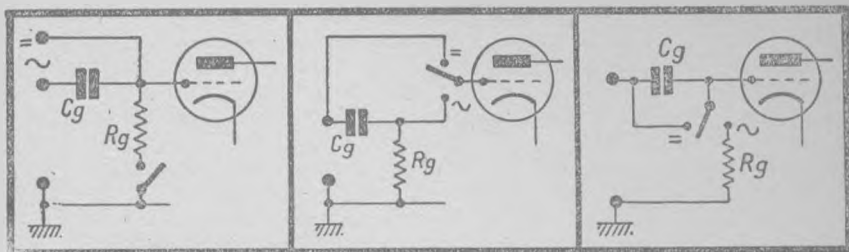


Fig. E-5. — Différents montages d'entrée pour continu et alternatif.

étant égale au pourcentage d'harmoniques présent. De plus, l'échelle ne sera plus carrée, mais se rapprochera de la linéaire d'autant plus que la tension à mesurer sera plus grande. Il en résulte que l'instrument doit porter *une échelle par gamme*.

Ce VE peut parfaitement mesurer les tensions continues, et pour cette raison, les connexions de l'entrée peuvent être faites selon l'un des modes de la figure E-5. Toutefois, il faut prévoir dans ce cas des échelles séparées pour le continu.

La mesure des *fortes amplitudes* exige une alimentation H.T. assez importante, car tout d'abord la *polarisation doit toujours être supérieure à la tension mesurée*, et la différence de potentiel cathode-plaque sera au moins égale au double de la valeur de crête de la

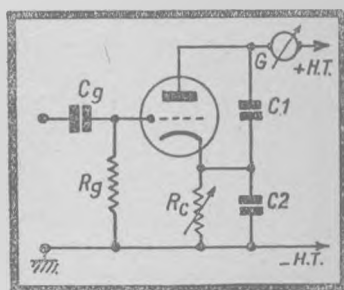


Fig. E-6. — Voltmètre réflex (polarisation automatique).

tension à déterminer. Donc, pour mesurer jusqu'à 150 V crête, il faut disposer d'une alimentation donnant près de 500 V. Il convient de s'assurer, d'abord, que la forte tension inverse qui en résulte est autorisée par le constructeur pour le tube utilisé.

103. Le Voltmètre réflex.

C'est un V E à *détection-plaque* la *polarisation étant automatique*. La figure E-6 montre le principe de l'appareil. La résistance de cathode R_c est suffisamment grande pour que le courant plaque soit réduit à une valeur très faible. Comme, dans ce système, il ne peut jamais être nul, une compensation de la déviation initiale selon la figure E-3 s'impose.

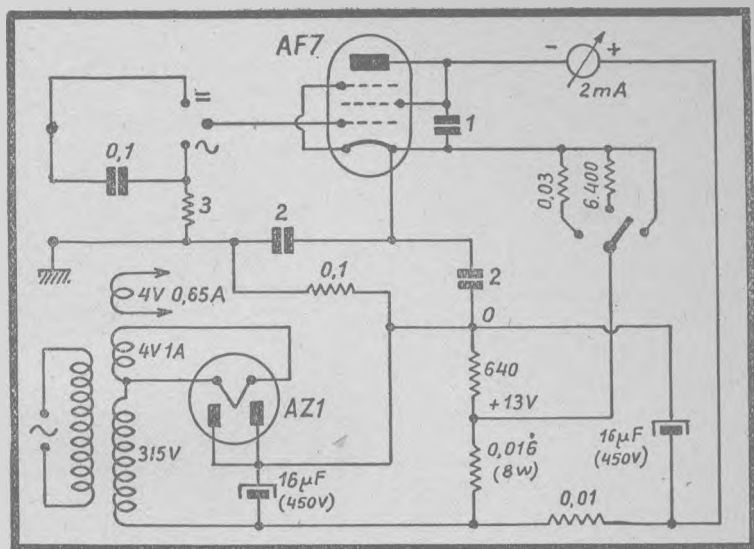


Fig. E-8. — Autre montage, indiqué par PHILIPS.

Les condensateurs de découplage plaque et cathode sont de $2\ \mu\text{F}$. La fuite de grille est de $5\ \text{M}\Omega$. Afin d'étendre le fonctionnement de l'appareil à l'ensemble du spectre de fréquences de réception (20 Hz à 20 MHz), l'attaque de la grille se fait au moyen d'un condensateur de $0,5\ \mu\text{F}$ au papier, comportant en dérivation un autre au mica, de $100\ \text{pF}$.

La figure E-8 montre un autre V E de ce genre conçu par PHILIPS. On utilise une AF7 connectée en triode; l'instrument de mesure dans la plaque est un milliampermètre relativement peu sensible, de $2\ \text{mA}$. Il y en a 3 gammes : 5, 15 et 50 V. En 5 V, il n'y a pas de résistance dans la cathode, et le tube reçoit uniquement une polarisation fixe de $-13\ \text{V}$ sur la grille. Les deux autres sensibilités comportent des résistances de $6\ 400$ et $30\ 000\ \Omega$ dans la cathode. De ce fait, la stabilité de l'appareil n'est pas très grande en 5 V, et un stabilisateur aurait dû être prévu.

Le redressement est monoplaque, avec filtrage par résistance. A noter que le — H.T. n'est pas directement à la masse.

105. Voltmètre d'Opposition.

Ces appareils ont pour base le principe exposé au chapitre 95. On compare une tension inconnue à une autre, réglable et connue.

La figure E-9 montre le schéma de principe, qui constitue une modification de la figure E-2. Ici, le diviseur de tension comporte, en plus, un potentiomètre P_1 qui permet de donner à la grille une polarisation supplémentaire E que mesure le voltmètre V.

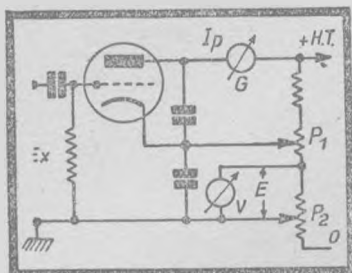


Fig. E-9. — Principe du voltmètre d'op. position.

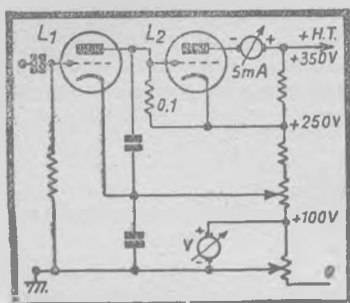


Fig. E-10. — Amplificateur à courant continu à la suite de la détectrice.

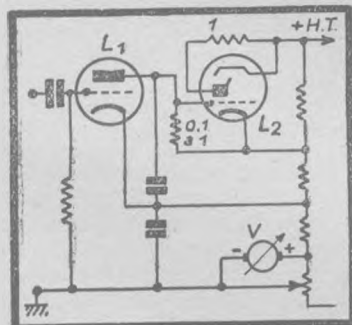


Fig. E-11. — Emploi d'un œil magique comme indicateur de zéro d'un voltmètre d'opposition.

Comme les tensions E_x à mesurer sont généralement supérieures à quelques volts, le point de fonctionnement ne se trouve plus dans la zone quadratique, et l'appareil est un *voltmètre de crête*.

La mesure consiste à se fixer arbitrairement un courant plaque I_p très faible en l'absence de E_x , E étant nulle (curseur de P_2 vers le haut). Ensuite, on donne à E sa plus forte valeur, on branche E_x , et on diminue E jusqu'à lire à nouveau I_p sur le galvanomètre dans la plaque. A ce moment, E est égal à la valeur de pointe de E_x . Si la tension inconnue est continue, $E_x = E$; si elle est alternative et sinusoïdale, $E_x = 0,707 E$.

Comme dans ce type de $V E$ il importe de faire le réglage du zéro particulièrement bien, afin de pouvoir faire l'équilibrage avec précision, il faut choisir un galvanomètre très sensible : 50 à 200 μA .

Une autre solution consiste à faire suivre la détectrice d'une *amplificatrice à courant continu*, comportant dans son circuit anodique un milliampèremètre robuste, par exemple de 5 mA (fig. E-10). La lampe L_2 peut travailler dans la partie droite de sa caractéristique, et son courant-plaque varie notablement en fonction des tensions appliquées sur la grille. Supposons que I_p de L_2 varie de 5 μA . De ce fait, la chute de tension dans la résistance anodique, qui est de 0,1 M Ω par exemple, varie à son tour de 0,5 V. Si la pente de L_2 est de 2 mA/V au point de fonctionnement, le courant-plaque marqué par le milliampèremètre indiquera un changement de 1 mA

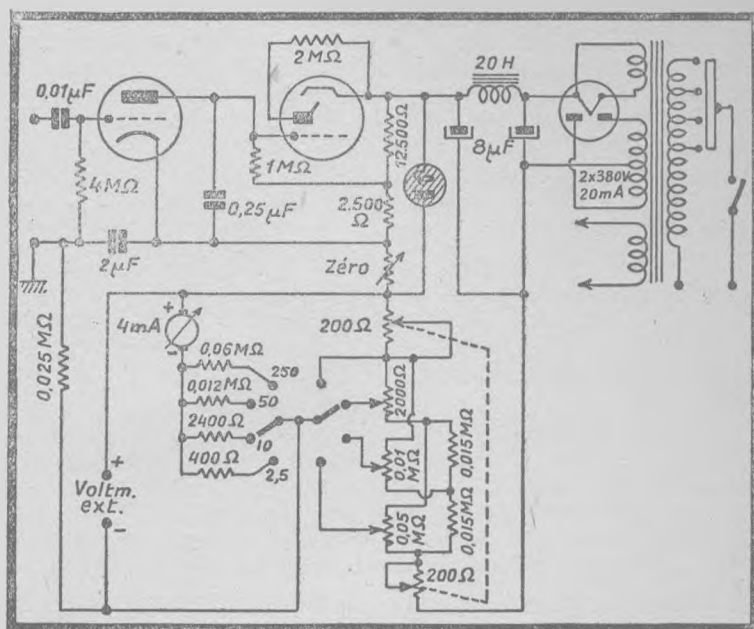


Fig. E-12 — Schéma complet d'un voltmètre d'opposition, indiqué par SCROGGIE.
La cathode de l'œil magique, non indiquée, est à relier à l'extrémité inférieure de la résistance de 1 mégohm.

ce qui est aisément noté. La précision du réglage de l'équilibre peut donc être poussée très loin.

On peut également remplacer l'amplificatrice et l'instrument de mesures par un œil magique qui, en somme, constitue la réunion des deux en un seul tube (fig. E-11). Dans ce cas, le réglage du secteur d'ombre doit être fait de manière à ne laisser subsister qu'un trait de 1 mm de largeur environ, dont on repérera facilement toute modification. Afin d'avoir une grande sensibilité, on pourra prendre une résistance anodique élevée pour L_1 , soit 0,5 à 1 MΩ.

Dans les deux cas (fig. E-10 et E-11), un réglage particulier du zéro de L_2 est inutile, le potentiomètre de la cathode de L_1 suffit.

Ces appareils demandent une H.T. assez élevée, car il y a 2 tubes à alimenter en cascade, et en plus quelque 100 à 150 V à fournir pour la tension d'opposition ; le total ressort à 350 à 400 V.

106. Un Exemple.

Comme exemple de réalisation de ce type de V.E., citons ici le voltmètre de crête de M. G. SCROGGIE (fig. E-12). C'est un détecteur-plaque à polarisation fixe (afin d'obtenir le maximum de sensibilité), suivi d'un œil magique monté à liaison directe selon la figure E-11. Les 4 gammes suivantes sont prévues : 2,5, 10, 50 et 250 V. Leur tarage s'effectue au moyen d'un potentiomètre par gamme ; celui de la première sensi-

bilité est double et sert de réglage « fin » aux autres. Le commutateur est double et branche simultanément la grille sur le potentiomètre convenable et la résistance correspondante au voltmètre. Ce dernier n'a point besoin d'être sensible. Sur le schéma, c'est un instrument de 4 mA ($250 \Omega/V$) qui a été employé.

On remarquera que les tensions des lampes ont été *stabilisées*. Cette précaution n'est jamais inutile, mais, à notre avis, peut être omise dans ce montage.

La valve et l'œil magique peuvent être d'un modèle quelconque. Comme lampe d'entrée, une 6F5 est recommandée. En la montant en « probe », l'auteur indique comme limite supérieure de fréquence 30 MHz.

107. Détection-Grille.

Ce mode de détection n'est guère utilisé dans les VE, en raison de sa *faible impédance d'entrée*, sa *stabilité assez mauvaise* et la *difficulté d'obtenir*

plusieurs gammes. Pourtant, ce montage a l'avantage d'une *grande sensibilité* (ce qui explique sa faveur auprès des amateurs radio), et c'est pourquoi nous lui consacrerons quelques lignes.

Soit une triode montée sans polarisation initiale, à tension anodique réduite, afin de ne pas « pomper » le tube, avec un milliampèremètre dans la plaque (fig. E-13). La liaison de grille à l'entrée est à forte constante de temps.

Au repos, le point de fonctionnement se trouve en A sur la caractéristique I_g/V_g (fig. E-14), soit un peu à gauche de la verticale $V_g = 0$. Lorsqu'un signal est appliqué à la grille, une polarisation négative est créée par le courant-grille dans R_g (qui est de 2 à 5 M Ω), et qui a pour effet de faire reculer le point de fonctionnement jusqu'en B déterminé par le fait que la pointe positive de l'amplitude du signal dépasse à peine la verticale $V_g = 0$. Au point B correspond une nouvelle valeur I_g du courant-grille, et la différence entre la précédente et la présente est $\Delta I_g = I_g - I'_g$.

Cette variation de courant-grille se répercute sur le courant anodique, que nous désignons par I_p . Si S est la pente de la lampe, on aura une variation ΔI_p du courant-plaque, donnée par

$$\Delta I_p = R.S. \Delta I_g$$

à condition que l'amplitude soit faible. Comme les points A et B se trouvent, dans ce cas, sur une partie droite de la caractéristique I_p/V_g , la pente est forte, et l'appareil est très sensible. On lira facilement les tensions de l'ordre de 0,1 V.

D'autre part, le milliampèremètre fonctionne en sens inverse, car on obtient la plus forte déviation lorsqu'il n'y a pas de signal, et I_p est d'autant plus faible que le signal est fort.

Alors qu'on peut considérer les VE à détection-plaque comme des *amplificateurs suivis d'une détection*, ce montage est, en quelque sorte, un *détecteur suivi d'un amplificateur* à courant continu.

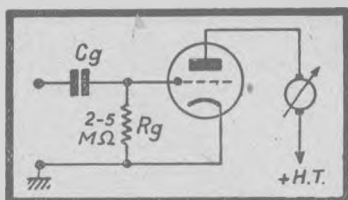


Fig. E-13. — Voltmètre à détection grille.

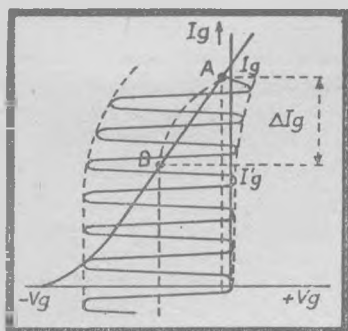


Fig. E-14 — Fonctionnement de la détection grille.

108. Montage en Pont.

tubes et les deux résistances anodiques R_1 et R_2 forment un pont de WHEATSTONE, et le galvanomètre monté dans la diagonale indique l'équilibre ou, plus exactement, le degré de déséquilibre causé par un signal, appliqué à l'une des lampes.

Cette façon de faire comporte plusieurs avantages :

1) Il n'y a plus de courant permanent qui traverse l'instrument, et le galvanomètre peut être choisi très sensible. De cette façon, la sensibilité générale est accrue.

2) Comme le montage est symétrique, les variations des tensions d'alimentation agissent simultanément sur les deux tubes, et leur effet est amoindri. Il peut même être annulé, si les lampes ont été sélectionnées et étudiées de manière à opérer sur une partie identique de leurs caractéristiques.

Si un effet stabilisant particulier n'est pas recherché (ce qui est le cas lorsque les tensions à mesurer sont supérieures à 1 V, et lorsqu'une stabilisation a été prévue par ailleurs), on peut remplacer le tube d'équilibre par une résistance équivalente R (fig. E-16). Ce montage est fréquemment employé, en particulier pour l'étage

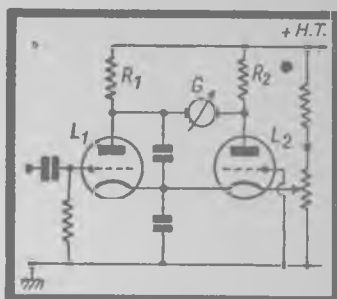


Fig. E-15. — Montage de deux lampes en pont.

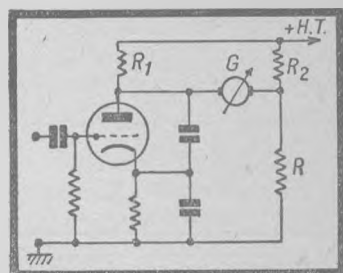


Fig. E-16. — Pont à une seule lampe.

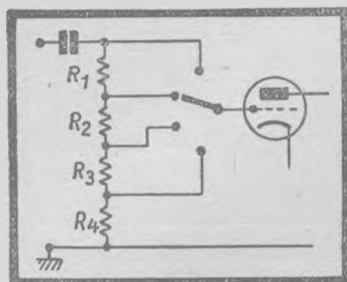


Fig. E-17 — Diviseur d'entrée.

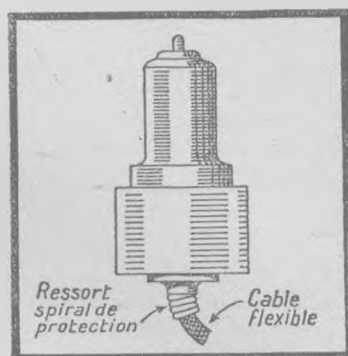


Fig. E-18 — Réalisation d'un "Probe"

amplificateur à courant continu à la suite d'une détection diode ou Sylvania.

109. Notes sur le Diviseur de Grille.

tant de gammes que l'on veut (fig. E-17). Aussi séduisante que puisse paraître cette solution à première vue, elle comporte néanmoins de graves inconvénients. Tout d'abord, les résistances R_1 , R_2 , R_3 et R_4 , qui composent le diviseur, n'ont pas toujours la même valeur en H.F. et B.F. Et à ces résistances s'ajoutent les capacités réparties. L'atténuation n'est donc pas du tout la même en H.F. et B.F. D'autre part, dans ce système, l'impédance d'entrée, qui peut être forte pour les tensions faibles, reste constante, et, de ce fait, elle est faible pour les tensions élevées.

Toutefois, le principe du diviseur dans la grille peut être employé, si l'atténuateur est réalisé sous la forme d'une *ligne artificielle, indépendante de la fréquence*. Un VE basé sur ce principe et fonctionnant correctement jusqu'à 1,5 MHz a été décrit dans le *Journal of Scientific Instruments*, août 1938.

D'ailleurs, si l'appareil est uniquement désigné pour le continu et la B.F., le diviseur de grille peut être utilisé, avec l'avantage que toutes les courbes d'étalonnage seront superposables. Une seule échelle suffira donc pour toutes les sensibilités.

110. Le « Probe ».

Aux fréquences élevées, il ne faut pas songer à relier par un cordon le circuit de mesure au V E. L'importante capacité et les pertes de l'ensemble : cordon, bornes, contacteur, etc... peuvent fausser complètement le résultat par désaccord et amortissement du C.O. Il convient donc de sortir la détectrice du coffret de l'appareil et de la placer au bout d'un

câble de 1 à 1,5 m de longueur, de manière à mettre la grille *directement en contact avec le point à examiner*.

Dans ce cas, les condensateurs de découplage doivent être soudés aux pieds du tube. Si des capacités importantes sont nécessaires en vue de l'utilisation en B.F., on peut les loger sans inconvénient à l'intérieur du coffret à l'arrivée du câble. Dans ces conditions, des condensateurs au mica de 1 000 à 10 000 pF contenus dans le probe suffiront comme découplage H.F.

La lampe tâteuse ou « probe » peut être contenue dans un boîtier aussi exigu que possible (afin de le rendre maniable). S'il s'agit d'attaquer la grille d'un tube métallique, plus robuste, on peut monter le support et les découplages dans une petite boîte d'où émergera le tube (fig. E-18). Un tel outil permet d'accéder aux endroits difficiles.

Les tubes miniature, dont les caractéristiques sont excellentes aux très hautes fréquences, sont particulièrement recommandés pour cet usage.

111. Détection Sylvania.

Lorsque, dans un voltmètre réflexe, on donne à la résistance cathode une valeur très élevée (de 50 000 Ω à plusieurs M Ω), un signal appliqué est bien rectifié, mais du fait de l'importante *contre-réaction*, le courant-plaque, qui est déjà infime, *ne change pratiquement pas*. Par contre, le potentiel de la cathode monte et son accroissement est approximativement égal à la valeur de crête du signal.

Ce montage, dit détection *Sylvania*, n'amortit pas le circuit de mesure, du fait de l'absence de tout courant-grille. Par contre, *un tube supplémentaire est nécessaire pour mettre en évidence la variation du potentiel cathode*. Pratiquement, on utilise l'un des circuits des figures E-10 et E-11, avec toutefois cette différence que la grille de L_2 est branchée sur la cathode, et non pas sur la plaque de L_1 .

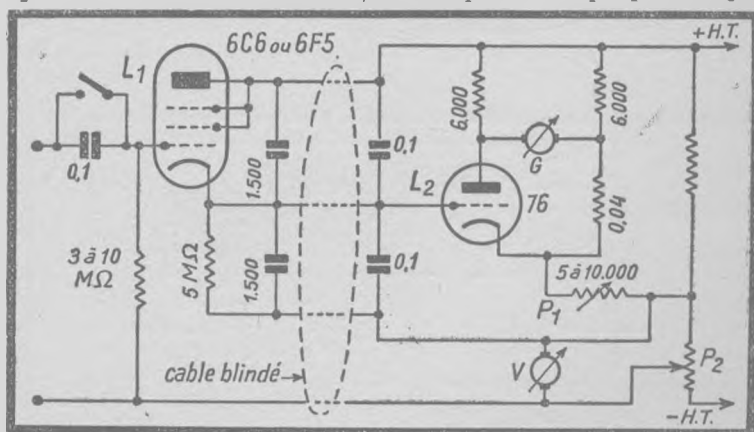


Fig. E-19 — Détection SYLVANIA suivie d'un amplificateur en pont. Montage TRIPLETT. La masse doit être branchée au curseur de P_2 .

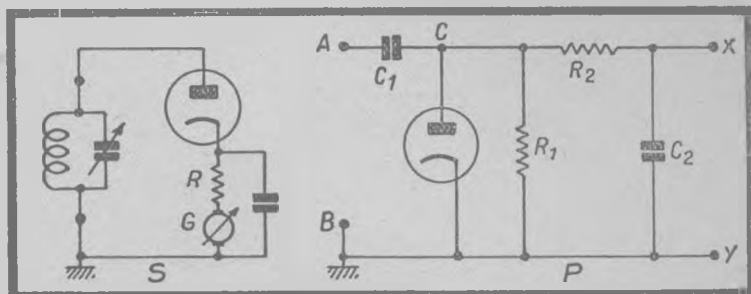


Fig. E-21. — Montages série et parallèle d'une diode.

désigné fonctionne sans reproche jusqu'à 30 et même 50 MHz, et que c'est amplement suffisant dans la majeure partie des cas).

On rencontre deux sortes de détection diode : montages *série* et *parallèle* (fig. E-21, S et P). Le montage S a l'inconvénient d'être à circuit ouvert. Il est particulièrement indiqué pour la réalisation d'ondemètres et autres appareils dans lesquels le circuit de mesure est fermé par un bobinage. De plus, comme il ne contient pas de condensateur de blocage, il ne peut servir à la mesure des tensions contenant une composante continue superposée.

Lorsque l'on utilise le circuit S, il y a lieu de compenser le faux zéro initial, car, même sans signal extérieur, il y a un faible courant dû aux électrons qui atteignent la plaque. Cette déviation est d'autant plus gênante que R est plus faible et G de plus grande sensibilité.

Le montage parallèle P est plus intéressant pour la réalisation des VE, car il est *indépendant du circuit extérieur* qui peut être ouvert ou fermé, et il n'est pas influencé par des tensions continues superposées qui, grâce au condensateur C, ne pénètrent pas dans le montage. Toutefois, pour que ce VE ne charge pas le circuit de mesure, il est nécessaire qu'il soit suivi d'un amplificateur à courant continu branché entre X et Y.

113. Fonctionnement du Voltmètre à Diode.

On a souvent reproché aux VE à diode leur *faible impédance d'entrée*, autrement dit, leur consommation. Nous allons montrer qu'à condition que la

résistance de charge côté continu soit élevée, il n'en est rien. Appliquons une tension alternative entre A et B. Pendant l'alternance rendant A positif, un courant électronique traversera la diode dans le sens de B à C, et chargera le condensateur C_1 . Le point C, au terme de l'alternance, est donc devenu faiblement négatif.

Pendant la prochaine demi-période, rien ne passe, car la diode dont la cathode est positive interdit tout passage de courant. Par contre, l'alternance suivante rendant A positif, la diode devient conductrice à nouveau, et C se charge davantage. Toutefois, comme l'armature du côté C était déjà négative, le courant de charge actuel est plus faible que le précédent, et le suivant sera encore plus faible.

Au bout de quelques périodes, le potentiel aux bornes de C_1 est égal à la tension de crête du signal, et le montage ne demande plus aucun courant au circuit de mesure. Son fonctionnement est, en somme, très analogue au gonflage d'un pneu de bicyclette.

Mais... le pneu fuit un peu, car il y a la résistance de charge R_1 qui décharge le condensateur C_1 . Afin de rendre son effet aussi faible que possible, on donne à cette résistance la valeur la plus haute qui soit compatible avec un fonctionnement correct, soit 10 à 50 M Ω . Dans ces conditions, les fuites sont très faibles, et le courant pris par le V E sur le circuit de mesure est négligeable.

114. Le Montage complet.

La figure E-22 reproduit le montage complet du détecteur P de la figure E-21, suivi d'un amplificateur de courant continu à pont. Ce circuit, aujourd'hui universellement connu et même copié, a été créé par M. NUTTLEE de la General Radio ; c'est le modèle 726 A.

La tension redressée par la diode passe par un filtre R_2C_2 et se trouve appliquée à la grille de la 6Q7, dont l'espace anode-cathode

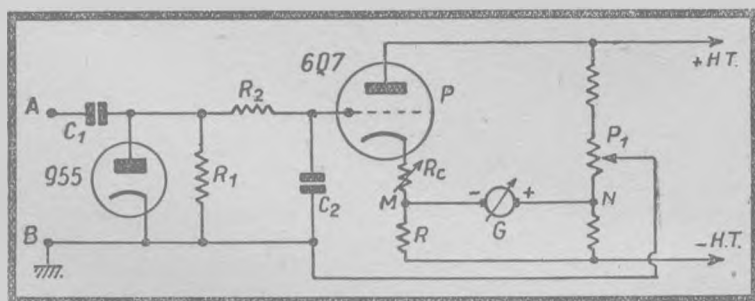


Fig. E-22. — Voltmètre de crête GENERAL RADIO 726 A.

forme l'une des branches du pont de WHEATSTONE. Au repos, le galvanomètre G est au zéro. Nous avons vu que lorsque l'on applique une tension alternative en AB, le point C devient négatif. De ce fait, la résistance interne ρ de la 6Q7 augmente ; le potentiel du point M (primitivement égal à celui de N) diminue donc, et G est traversé par un courant qui est fonction du déséquilibre, donc de la variation de ρ . Il est ainsi possible d'étalonner le cadran de G en tensions de crête, ou encore en tensions efficaces pour ondes sinusoïdales. Dans ce cas, la mesure des tensions contenant des harmoniques peut être erronée de la valeur du taux de la distorsion.

Le réglage des gammes n'est pas simple dans cet appareil. Pour obtenir une plus grande étendue de mesures, on augmente la résistance de cathode R_c , ce qui diminue la sensibilité du tube. De ce fait, la cathode devient plus positive, et le curseur de P_1 , qui détermine la polarisation-grille de départ, doit être déplacé vers le haut.

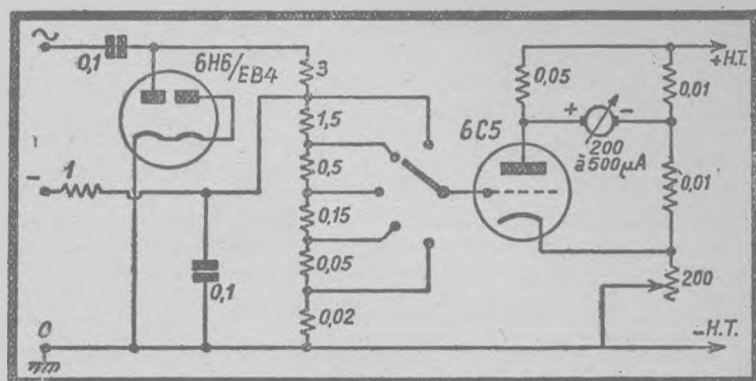


Fig. E-23. — Simple version d'un voltmètre de crête à diode.

Pour la mesure des tensions supérieures à 100 V, une H.T. d'au moins 300 V est nécessaire.

Dans la réalisation commerciale, des potentiomètres intérieurs permettent l'ajustage préalable des tensions. De ce fait, l'appareil devient assez compliqué, et sa construction par l'artisan ou l'amateur est déconseillée.

Mentionnons encore que ce V E est équipé d'un tube triode 955 monté en diode, dans un « probe » bien maniable, et que de ce fait sa gamme d'utilisation s'étend de 20 Hz à 100 MHz. Le constructeur indique également que son impédance d'entrée est égale à 6 pF, shuntés par 5 M Ω .

115. Construction d'un Voltmètre à Diode.

La figure E-23 montre un V E du même type, mais *extrêmement simple*. On notera, en particulier, que la résistance de charge de la détection est divisée

en parties formant un atténuateur étalonné. De cette façon, la tension appliquée à la grille de l'amplificatrice varie toujours dans les mêmes limites, indépendamment de la gamme; toutefois, nous avons vu plus haut que même sans tension extérieure appliquée à l'appareil, le point C est à un faible potentiel négatif en raison des électrons qui atteignent (on pourrait dire par hasard) la plaque. De ce fait, cette tension se répartit le long du diviseur et diminue vers le bas. Il en résulte une légère variation du zéro au changement de gamme, facilement corrigée par le potentiomètre de 200 Ω .

On remarquera que, contrairement au schéma précédent, la lampe se trouve plus près du côté négatif que du côté positif H.T. De ce fait, on a un gain en sensibilité, obtenu toutefois en renonçant à l'effet stabilisateur qu'introduit R dans le circuit cathode. Ce montage constitue une simplification, car les cathodes des deux tubes sont approximativement au même potentiel, et un seul enroulement de transformateur peut alimenter les deux filaments, ce qui

n'est pas le cas du montage de la figure E-22. D'autre part, une prise a été ménagée sur le diviseur afin de permettre la mesure des tensions continues sur une résistance d'environ $2,2 \text{ M}\Omega$. Il y a 5 sensibilités en continu et alternatif.

116. Un Modèle plus élaboré.

L'appareil dont le schéma est donné dans la figure E-24 a été décrit en détail dans *Les Voltmètres à Lampes*, et nous y renvoyons nos lecteurs pour de plus amples explications. Ce montage constitue un perfectionnement du précédent, auquel il ressemble dans les grandes lignes.

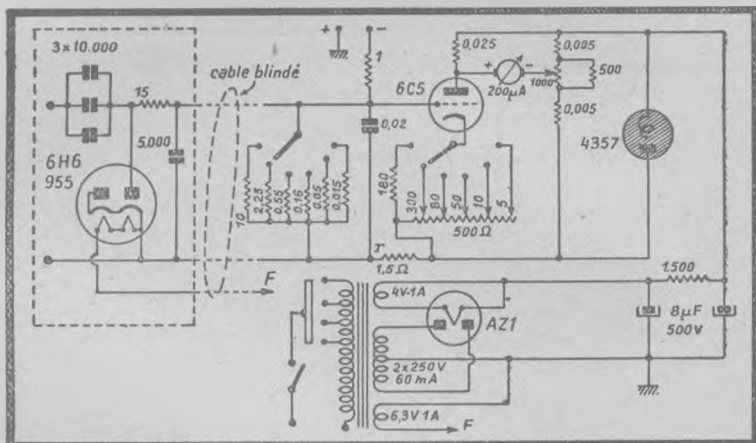


Fig. E-24. — Schéma complet d'un modèle plus étudié.

Il comporte un dispositif de *régulation compensée*, la résistance r formant une sorte de contre-réaction à l'action régulatrice de la lampe au néon 4357 (1). Au moyen d'un diviseur constitué par la résistance de $15 \text{ M}\Omega$ et d'une des résistances sélectionnées par le contacteur des sensibilités, on obtient les 6 gammes : 0,7 - 1,5 - 5 - 15 - 50 et $150 \text{ V}_{\text{eff}}$. Le diviseur de 500Ω à prises réglables sert à « préajuster » le zéro, de sorte qu'en changeant de gamme, il n'y a plus de tarage à faire. De faibles variations initiales du zéro seront corrigées par le potentiomètre de 500Ω .

Dans l'appareil décrit, le tube 6H6 (métal) est monté dans un petit boîtier protecteur formant « probe » et contenant les résistances et condensateurs nécessaires. Dans une autre version, une lampe « acorn » 955 a été employée, son logement étant un étui de savons à barbe en bakélite. On ne pouvait pas faire plus petit. Le support du tube n'y entrerait pas, et les fils ont été soudés directement sur les connexions de sortie, ce qui a l'avantage d'éviter des capacités parasites supplémentaires.

(1) Le problème de la *régulation compensée* sera traité dans les *Mesures Radio*.

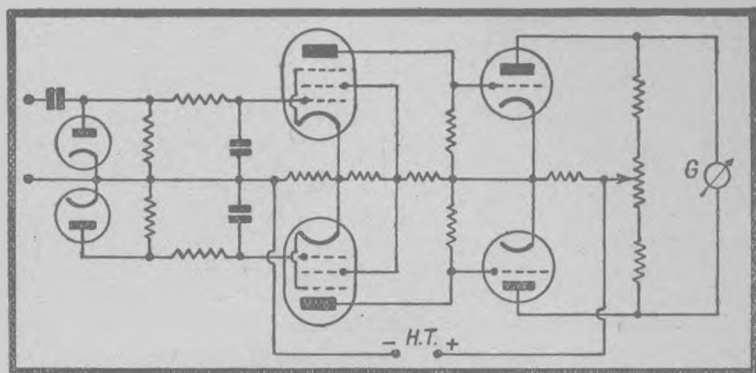


Fig. E-25. — Voltmètre de crête à haute sensibilité, deux cascades d'amplification, montage symétrique.

117. Voltmètres très sensibles.

descendre plus bas encore en amplifiant davantage, mais la stabilité risque de ne pas être suffisante, et il faut envisager ou bien une *alimentation sur piles* ou une *régulation efficace des tensions*.

Le schéma de la figure E-24 permet déjà de descendre à 0,7 V avec un galvanomètre de 200 μ A. Un autre de 50 ou 100 μ A donnerait évidemment un accroissement de sensibilité de 2 à 4 fois. Avec des EL3 en montage symétrique (amplificateur monté selon la fig. E-15), l'auteur a réussi à obtenir 0,15 V pour la déviation totale, toujours avec un galvanomètre de 200 μ A. Pour aller encore plus loin, on peut réaliser le montage de la figure E-25, qui possède deux étages d'amplification en cascade, montées symétriquement, afin de se placer dans les meilleures conditions de stabilité. Avec un tel appareil, on peut descendre à environ 10 mV et davantage, l'instrument est suffisamment sensible. Un VE de ce genre a été décrit par PORTS dans *Radio-News*, novembre 1935.

118. Avant de construire...

Dans ce qui précède, nous avons décrit les principaux types de VE, en omettant d'ailleurs bien des montages qui ne sont pas d'une utilité incontestable.

Il en ressort toute une gamme d'appareils différents. C'est pourquoi, avant de se décider pour tel ou tel montage, l'usager doit se poser les questions suivantes :

1) *Lecture directe ou système à tension d'opposition ?*

Ce dernier dispositif est assez simple, n'a pas besoin d'être stabilisé (sauf pour des secteurs variant très fortement), et se laisse établir automatiquement. Si on veut un appareil sûr, simple et précis,

facile à construire de surcroît, le montage de la figure E-12 est recommandé. Toutefois, chaque lecture demande un réglage, et bien qu'il soit rapide et facile, il faut l'effectuer.

D'autre part, dans la plupart des cas où un indicateur de résonance (sans préciser l'amplitude) est demandé, l'appareil des figures E-7 ou E-8 ferait l'affaire. Toutefois, si on a les moyens (techniques ou financiers) pour construire et mettre au point ou acquérir un V E selon les figures E-22 ou E-24, ce serait la meilleure solution.

2) *Quelles sont les fréquences à mesurer ?*

Si les tensions que l'appareil est destiné à mesurer doivent dépasser les fréquences de 30 MHz, il faut choisir une détection diode, sinon ce n'est pas indispensable. Si le courant continu est compris dans le cahier des charges, c'est une détection-plaque qui s'impose.

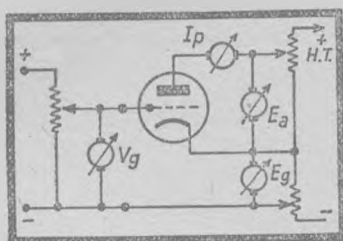


Fig. E-26. — Recherche de la zone parabolique de détection.

3) *Quelles sont les tensions à mesurer ?*

Si elles ne sont pas inférieures à 3 ou même 5 V, un voltmètre réflexe (fig. E-6 et E-7) se recommande par sa simplicité et sa stabilité inhérentes à son principe même. La détection *Sylvania* peut également convenir. Pour la mesure des tensions élevées (plus de 100 V), il faut choisir une méthode d'opposition ou un montage à diode (à condition que ses limites de sécurité ne soient pas dépassées).

4) *Une haute impédance d'entrée est-elle nécessaire ?*

Dans l'affirmative, le « probe » s'impose. La capacité d'entrée est habituellement comprise entre 4 et 20 pF. Comme elle est susceptible de désaccorder un C.O., il importe de la réduire au minimum... si des mesures sur les C.O. sont à faire.

5) *Faut-il lire des tensions efficaces ou de crête ?*

La plupart des montages décrits sont des V E de crête. Si l'onde est sinusoïdale, il faut multiplier les valeurs de crête par 0,707 pour obtenir la valeur efficace. Toutefois, si on veut mesurer des tensions efficaces indépendamment de la forme d'onde, une détection quadratique est indispensable.

119. Notes sur la Détection parabolique.

Si la loi quadratique $\Delta Vg^2 = K \Delta Ip$ doit être respectée, il faut rechercher avec soin les conditions de fonctionnement en variant la polarisation Eg et la tension anodique Ea (fig. E-26).

Or, si la caractéristique de détection de bien des montages est réputée être parabolique, on peut constater, en faisant l'essai, qu'il ne s'agit que d'une approxi-

Il est d'ailleurs assez facile de se rendre compte si le résultat est atteint, car il suffit de tracer une courbe en portant horizontalement le carré des tensions-grille, soit V_g^2 , et verticalement les courants-plaque $I_a V$ correspondants. Pour une détection quadratique, cette courbe sera une droite.

120. Alimentation sur Piles.

Chez nos alliés, d'ailleurs, c'est l'inverse qui s'est produit, car l'équipement mobile, créé par et pour la guerre, était en grande partie alimenté par piles d'un type réduit et particulièrement durable.

Ainsi donc, le V E sur piles deviendra en peu de temps un appareil intéressant, en raison de son faible poids et de sa grande stabilité obtenus sans faire appel aux montages régulateurs. De ce fait, de nouveaux circuits s'imposent, et la figure E-27 en montre un exemple. La détection-plaque à polarisation fixe est seule intéressante. Un seul élément suffira alors. La H.T. sera de 22,5 à 45 V, selon la gamme

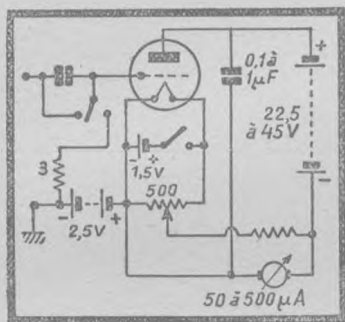


Fig. E-27 — Voltmètre à lampe alimenté par piles. La polarisation sera de 1,5 à 4,5 V selon le tube et la H.T.

des mesures ; enfin, une pile de polarisation de 7,5 V sans débit fixe le point de fonctionnement. Comme la tension anodique débitera moins de 1 watt, elle peut être composée de piles de polarisation également. A noter la simplicité de la compensation du courant initial, effectuée par la tension de chauffage.

Les V E de ce type peuvent facilement être étudiés en vue d'une détection parabolique. Ils ne sont pas recommandés pour la mesure des tensions élevées, en raison du nombre de piles nécessaire.

DIFFÉRENTES CLASSES D'INSTRUMENTS DE MESURE

FORME DE L'ÉNERGIE	SYMBOLE	DÉSIGNATION	PRINCIPE D'ACTION	ÉQUATION DE FONCTIONNEMENT	FRÉQUENCES MESURABLES	CONSOMMATION ENVIRON	FORME DE L'ÉCHELLE
Magnétique		Cadre mobile	Champ agit sur courant	$\alpha = K I$	FZ	20 à 200 μ W	Linéaire
		Fer tournant	Répulsion de pièces magnétisées par un champ	$(\alpha = K I^2)$	FZ-BF	2-10 W	Courbe
		Dynamique	Courant agit sur courant	$\alpha = K I_1 I_2$	FZ-BF	5-15 W	Quadrat.
Thermique		Fil chauffant	Allongement d'un fil chauffé par l'effet Joule	$\alpha = K I^2$	Toutes	10 à 20 W	Quadrat.
		Thermo-couple	Pile thermo-électrique chauffée par l'effet Joule	$\alpha = K I^2$	Toutes	2 à 5 W	Quadrat.
Statique		Electro-statique	Attraction d'armatures soumises à une charge statique	$\alpha = K q^2$	Toutes	0 en FZ 50 < C < 100 pF	Selon construction

SECTION F

L'OSCILLOGRAPHHE CATHODIQUE COMME APPAREIL DE MESURES

L'oscillographe est devenu l'œil de l'expérimentateur, capable de voir un courant électrique. Sa valeur comme appareil de mesure est encore discutée, mais cette seule qualité de rendre visible une forme d'onde, ainsi que bien des phénomènes, qui resteraient obscurs sans lui, lui vaudra une section spéciale dans ce livre.

Nous ne parlerons pas ici des oscillographes électro-magnétiques, aujourd'hui démodés et, de toute façon, inutilisés dans les laboratoires (1). Ce n'est donc que l'oscillographe cathodique qui nous intéresse ici. Voici, en bref, le fonctionnement.

121. Principe.

Considérons une lampe-écran (fig. F-1 a). Le faisceau électronique issu de la cathode C peut être dosé par une grille G_1 , puis se trouve accéléré par un écran G_2 porté à un potentiel positif, et, après passage par ses mailles, frappe la plaque P. Si cette plaque comportait un trou, des électrons

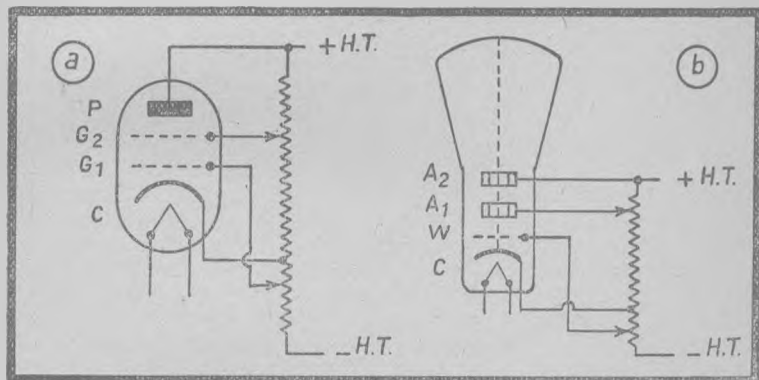


Fig. F-1. — Parenté entre la lampe écran et le tube cathodique.

animés de grande vitesse passeraient par ce trou, et finiraient par former un point d'impact sur l'enveloppe du tube. Si cette enveloppe est en verre, et est intérieurement recouverte d'une couche de cyanure de barium, le point d'impact sera luminescent (2).

- 1) Voir, à ce sujet, l'article de l'auteur sur l'Oscillographe Electro-Magnétique, *Toute la Radio*, N° 67, octobre 1939 (épuisé)
- 2) La même chose se produit d'ailleurs dans un œil magique, où les électrons frappent une cible métallique recouverte d'une couche sensible, en lui donnant une luminescence jaune-verdâtre.

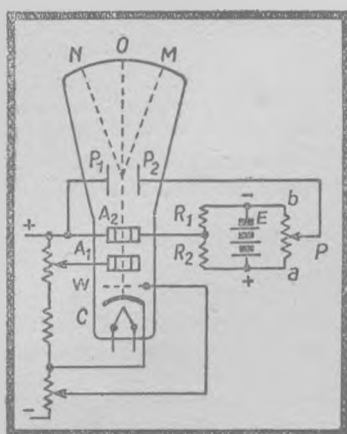


Fig. F-2. — L'action des plaques de déviation.

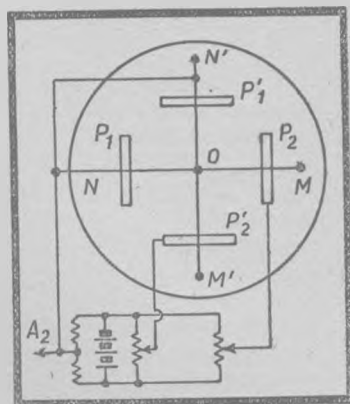


Fig. F-3. — Le déplacement du spot dans les deux sens.

Le tube cathodique (fig. F-1 b), bien que semblable à la lampe-écran, a cependant pris l'aspect bien différent qui est nécessaire pour son utilisation. Les électrodes sont issues d'une *cathode punctiforme* (toute l'émission provient d'un point et non pas d'une surface). Une première grille W, de potentiel plus ou moins négatif, appelée *Wehnelt*, permet de doser l'intensité du pinceau électronique.

L'écran et la plaque (que nous appellerons ici la *première* et la *deuxième anode* A_1 et A_2 respectivement) ont une forme tubulaire, afin de permettre au faisceau de passer dans leur axe. Leur rôle est, d'une part, de conférer aux électrons une vitesse suffisante pour les traverser et frapper l'écran.

D'autre part, l'ensemble de W, A_1 et A_2 forme un véritable *système de concentration*, comme un ensemble de lentilles en optique. En général, on maintient fixes les potentiels de C et de A_2 . En réglant W et A_1 , on obtient la concentration du faisceau en un point fin, plus ou moins lumineux, au milieu de l'écran. Cette lumière est d'autant plus forte que W est moins négatif, et que la haute tension est plus élevée. Il n'est d'ailleurs pas indiqué de trop pousser la luminosité, car un spot trop fort fatigue et use l'écran, qui devient moins sensible. D'autre part, comme nous verrons plus loin, la sensibilité électrique diminue aussi.

Supposons maintenant placées dans le tube, de part et d'autre du faisceau, deux électrodes planes et parallèles, P_1 et P_2 , appelées *plaques de déviation* (fig. F-2). Relions P_1 à A_2 . Une batterie de f.e.m.E. est branchée d'une part sur un diviseur de tension, formé par les résistances R_1 et R_2 , de valeur égale, et d'autre part sur un potentiomètre P dont le curseur est relié à P_2 . En appelant le potentiel de A_2 et P_1 potentiel zéro, nous voyons que nous pouvons appliquer à P_1P_2 toutes les tensions comprises entre $-E/2$ et $+E/2$.

Soient V_1 et V_2 les potentiels de P_1 et P_2 respectivement. Pour $V_1 = V_2$ (curseur de P au milieu), le spot sera en O. Si $V_2 > V_1$

(curseur en a) la plaque P_2 attirera le faisceau davantage que P_1 (car, par définition, les électrons sont négatifs !..), et le spot se déplacera de O en M . De même, pour $V_2 < V_1$, le spot ira vers N . En promenant le curseur de P d'un bout à l'autre, le spot balayera une ligne MN sur l'écran.

Si nous disposons maintenant dans le tube une seconde paire d'électrodes P'_1 et P'_2 , perpendiculaire à P_1P_2 (fig. F-3), ces deux nouvelles plaques permettront de déplacer le spot selon la ligne $N'OM'$, de la même façon que précédemment. En réalisant le déplacement au moyen de deux potentiomètres, il est donc possible de placer le spot sur n'importe quel endroit de l'écran.

122. Base de Temps.

Dire qu'un balayage est linéaire, cela signifie que le parcours du spot sur l'horizontale est proportionnel au temps. Si on soumet la plaque X' de la figure F-4 à la tension e qui varie entre 0 et E , alors que la plaque X est à un potentiel fixe égal à $-E/2$, le spot se déplacera de a vers b à une vitesse constante et donnée par $e = f(t)$.

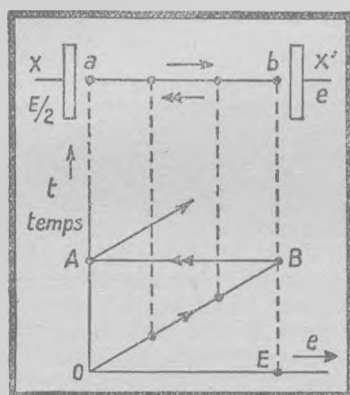


Fig. F-4. — Comment agit un balayage linéaire.

Mais, une fois arrivé en b , il faut qu'il retourne en a dans un temps pratiquement nul (parcours BA de la courbe) ; puis, tout recommence.

La tension ayant la forme de cette courbe est produite par une *base de temps linéaire*. On dit que c'est une courbe *en dents de scie*, à cause de son aspect. Nous parlerons plus loin des oscillateurs qui la produisent. Pour l'instant, c'est la composition des deux courbes, qui nous intéresse.

La figure F-5 montre qu'en composant une période complète sinusoïdale avec la tension d'une base de temps linéaire, nous voyons apparaître la sinusoïde sur l'écran. Si, pendant la pseudopériode de la base de temps, 3 périodes complètes de la tension sinusoïdale ont

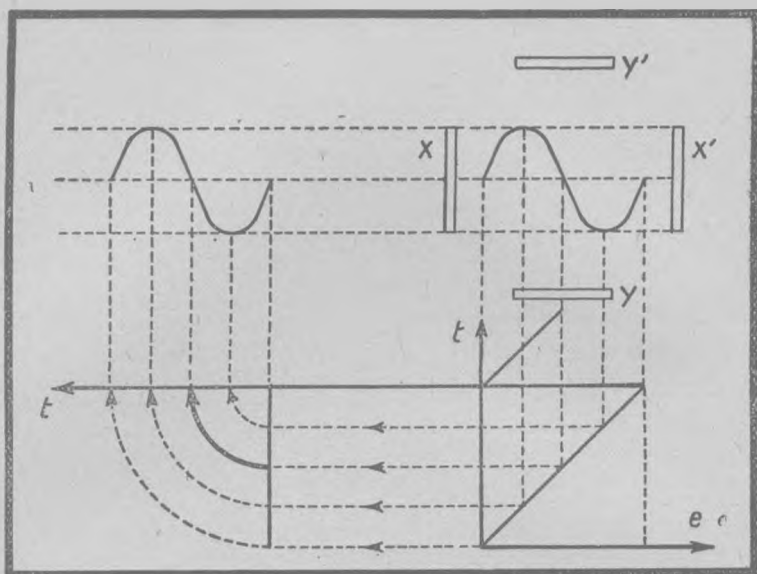


Fig. F-5. — Composition d'une tension sinusoïdale avec l'onde de balayage en dents de scie.

pu se dérouler, l'écran nous montrera 3 sinusoïdes. Dans le cas de nombres fractionnaires, on obtiendra des figures superposées (voir les tableaux de courbes à la fin de cette section). Si la fréquence varie, ces courbes sont en mouvement.

Dans un ordre d'idées plus général, la base linéaire permet de visualiser tout phénomène en fonction du temps.

123. Balayage sinusoïdal.

La composition d'une courbe (généralement sinusoïdale) avec une autre sinusoïde est particulièrement intéressante pour la comparaison des fréquences.

La figure F-6 montre la composition de deux sinusoïdes de même fréquence. En *a*, il y a un déphasage de $\pi/2$, et la figure résultante est une ellipse (qui devient un cercle, si les amplitudes des deux

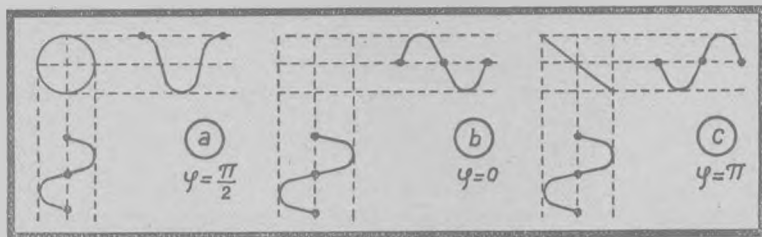


Fig. F-6. — Composition de deux tensions sinusoïdales de même fréquence mais de phase différentes.

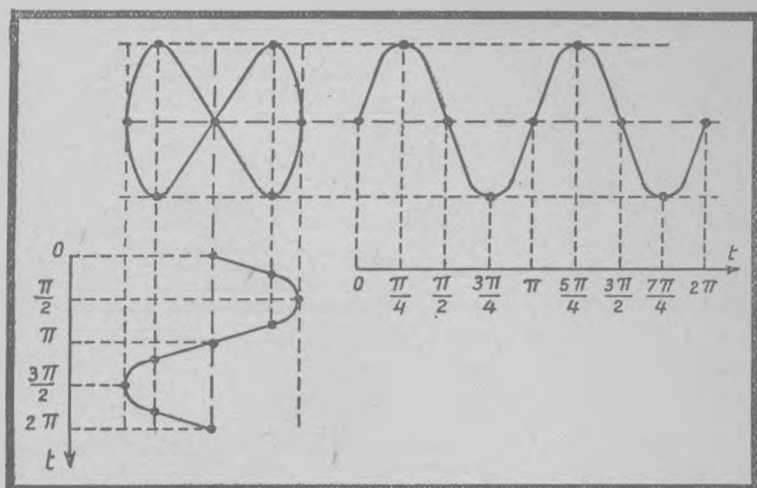


Fig. F-7. — Composition de deux fréquences sinusoïdales dans le rapport de 1:2.

ondes sont égales). En *b*, le déphasage est nul, et l'ellipse s'aplatit jusqu'à devenir une droite, inclinée de bas à gauche vers le haut à droite. En *C*, le déphasage est de π , c'est encore une droite, mais cette fois allant du bas à droite vers le haut à gauche.

Dans les cas intermédiaires, ce sera une ellipse plus ou moins inclinée. La composition de deux sinusoïdes dont l'une est de fréquence double est montrée dans la figure F-7. D'autres cas sont examinés plus loin, au chapitre 162.

124. Balayage en Fréquence.

C'est un cas spécial, qui a son importance. Soit la courbe de résonance (ou tout simplement de réponse) d'un circuit H.F., M.F. ou B.F. à relever. Le mode opératoire classique du relevé *point par point* est long et laborieux. Si on applique à l'amplificateur à mesurer A, dont la sortie est reliée aux plaques verticales YY' de l'oscillographe, un signal de fréquence $F \pm \Delta f$, issu d'un générateur G qui lui-même est modulé en fréquence par un modulateur M à la cadence ϕ , et que cette fréquence ϕ est appliquée aux plaques XX' (fig. F-8), la courbe de réponse du circuit paraît à l'écran. Cette importante application sera traitée en détail dans le chapitre 145 et suivants.

125. Base polaire.

Le balayage en *coordonnées rectangulaires* constitue une mauvaise utilisation du tube, qui a un écran rond. (En sera-t-il toujours ainsi ?) En effet, sur un tube de 7 cm de diamètre, on ne pourra guère utiliser plus de 5 cm dans chaque sens, si on veut garder les coins de l'image visibles.

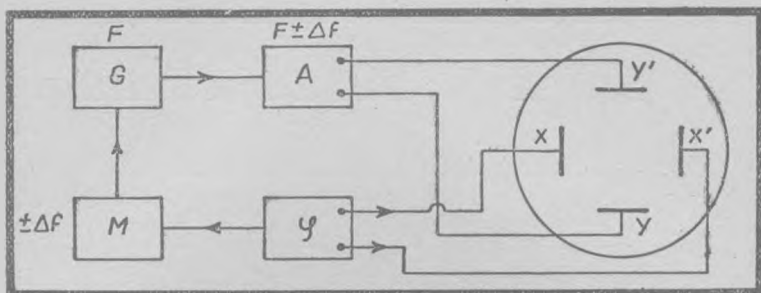


Fig. F-8. — Principe de l'utilisation de la base de fréquence.

Si on pouvait employer le tube en *coordonnées polaires*, autrement dit, prendre comme ligne de base des courbes à tracer un cercle, cette ligne aurait une longueur bien plus grande, et permettrait en quelque sorte d'agrandir les détails de l'image. Supposons que le cercle de base ait 5 cm de diamètre, la longueur de la circonférence serait d'environ 15 cm, soit 3 fois le parcours linéaire du spot.

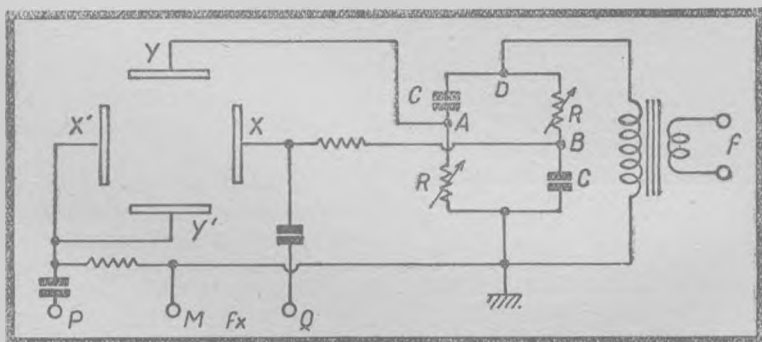


Fig. F-9. — Pont déphaseur pour base polaire.

L'idée de la base polaire n'est pas nouvelle, et on a souvent proposé de construire un tube spécial pour cet usage (1). En attendant son apparition sur le marché, voici comment on peut créer une base polaire sur un tube à coordonnées rectangulaires (fig. F-9).

Un pont de condensateurs et résistances C et R , monté selon la figure, est alimenté dans une diagonale par un générateur B.F. ou même H.F., alors que les plaques X et Y sont dans l'autre diagonale.

1) Von Ardenne a réalisé un tel tube à balayage mixte, en se servant des bobinages de l'oscillateur pour la création du champ magnétique de déflexion.

Les points A et B sont déphasés de $\pi/2$ par rapport à D, l'un en avant et l'autre en arrière. Cela est obtenu tout simplement en prenant :

$$R = \frac{1}{C \omega} = \frac{1}{2 \pi f C},$$

f étant la fréquence de la source.

Si le réglage est bien fait (pour le retoucher, on prend R réglable), une circonférence apparaît sur l'écran. Si nous appliquons maintenant la fréquence à mesurer entre M et Q, la circonférence sera « modulée » et prendra l'aspect de a de la figure F-10 (pour un rapport de $1/12$ entre f et f_x). On voit bien que le cercle n'est modulé que dans le sens horizontal. En appliquant f_x entre M et P, nous modulerons dans les deux sens par superposition, et la figure (F-10 b) sera entièrement symétrique.

126. Base spirale.

La base spirale a une longueur de beaucoup supérieure à celle de la base polaire. Elle peut être obtenue à partir d'un montage analogue. Supposons, en effet, qu'on connecte en f non pas un générateur à ondes entretenues, comme d'habitude, mais un oscillateur à autobloquage, comme la figure F-11 en donne un exemple. La particularité de ce montage réside dans la fuite de grille R, qui est variable entre 0,1 et $2 M \Omega$ (par exemple). Lors de l'oscillation, le courant redressé par la grille augmente la polarisation progressivement (diminuant par là l'amplitude), jusqu'à ce que l'oscillation soit forcée de s'arrêter. Au bout d'un instant, R a restitué le potentiel initial à la grille, et le jeu recommence.

Si nous relierons cet oscillateur à autobloquage aux bornes f du pont déphaseur, l'oscillation croissante va tracer sur l'écran une spirale partant des bords et allant rapidement vers le centre du tube (oscillation bloquée). Aussitôt après, le jeu recommence, et, par une synchronisation convenable, on peut obtenir une spirale stationnaire.

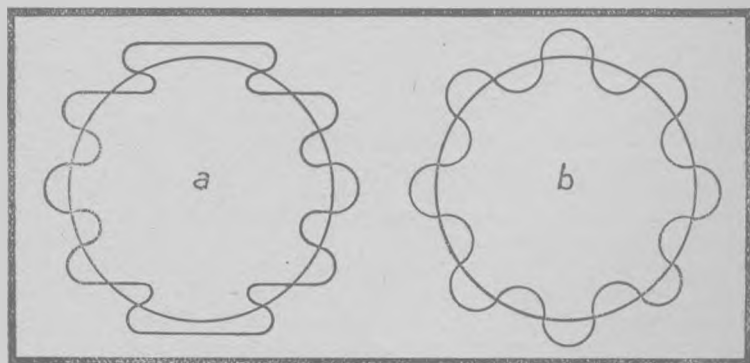


Fig. F-10. — Images obtenues avec une base polaire.

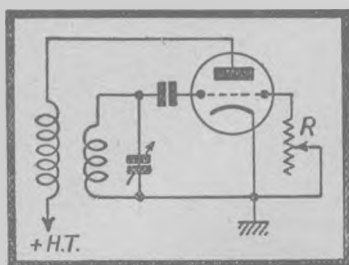


Fig. F-11 — Relaxateur à oscillation bloquée.

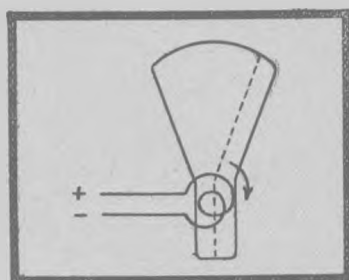


Fig. F-12 — Déviation électro-magnétique.

La modulation de cette spirale est obtenue comme auparavant. A notre connaissance, ce procédé n'a pas encore été appliqué industriellement.

127. Déviation magnétique.

perpendiculairement sur la trajectoire des électrons (fig. F-12), il y aura déflexion et déplacement du spot sur l'écran. La figure indique la direction et le sens. C'est sur ce principe qu'est basé le plus simple des balayages, puisqu'il nécessite simplement une bobine (1) fixée à l'extérieur du tube. Le balayage obtenu sera sinusoïdal (bien qu'en exagérant l'amplitude, il puisse devenir linéaire, comme nous verrons plus loin).

Mais deux raisons en limitent l'emploi et font que la déviation magnétique est, actuellement, presque uniquement employée en télévision. Tout d'abord, *l'excitation des bobines de déviation demande une énergie non négligeable*, alors que les plaques ne consomment rien. En somme, c'est tout à fait analogue à un voltmètre électromagnétique et un voltmètre électrostatique. Ensuite, du fait de la self-induction, ce balayage se trouve *limité aux basses fréquences*.

128. Tube à Gaz.

Aujourd'hui, le tube à gaz, qui était pourtant le champion il y a dix ans, est pratiquement abandonné. Il avait l'avantage de fonctionner avec des tensions plus faibles, grâce à sa forte luminosité, et cet avantage entraînait un autre, celui de la plus grande sensibilité utilisable (2). Voici la raison de ce phénomène.

(1) En réalité, il faudrait la mise en œuvre de deux bobines placées symétriquement de part et d'autre des tubes cathodiques, afin que le champ soit uniforme.

(2) La sensibilité d'un tube cathodique est la déflexion (en millimètres) du spot sur l'écran produite par la variation de 1 volt de potentiel d'une plaque déflectrice.

Dans un tube à gaz, les électrons du pinceau cathodique rencontrent sur leur chemin des molécules de gaz qu'ils décomposent sous l'action du choc en ions et électrons. Ces derniers se joignent au mouvement vers l'écran; il y a donc *multiplication d'électrons*. De ce fait, le spot produit est plus intense qu'avec un tube à vide, et on peut réduire la haute tension pour obtenir une même luminosité. Or, la sensibilité est, pour les deux types, déterminée par la formule approximative :

$$S = 400/V$$

V étant la tension anodique et S étant exprimé en mm/V. Dans un tube à gaz, V étant réduit, on obtiendra un S plus fort.

Malheureusement, il y a les inconvénients. Tout d'abord, comme tout tube électronique à gaz, il a son inertie, ce qui limite son application aux basses fréquences. Ce domaine, considéré comme suffisant il y a dix ans, ne l'est plus aujourd'hui. Puis, il y a la *distorsion d'origine* propre aux tubes à gaz, qui ne peut être évitée que par une construction plus compliquée (par exemple le système *Cossor* à plaques de déviation en deux parties). Remarquons, d'ailleurs, que cet inconvénient n'existe pas dans le cas de la déviation magnétique.

Enfin, le chauffage du tube à gaz est très critique, la longévité est beaucoup plus faible, et l'écran est plus fragile que dans le cas des tubes à vide. C'est pourquoi il est à peu près abandonné aujourd'hui.

129. Déviation symétrique.

A l'encontre de la technique américaine qui n'utilise que la déviation dissymétrique du faisceau cathodique (une seule plaque par paire est accessible), la technique européenne permet la déviation symétrique (attaque en push-pull) des plaques. La figure F-13 montre en *a* un exemple du premier type (tube RCA 906), et en *b* du second (DG 7/1 *Miniwatt*).

Effectivement, dans le cas de l'attaque dissymétrique, il y a une variation de la sensibilité avec la tension d'attaque, du fait que le potentiel Vx' de la plaque X' étant fixe et égal à V, la tension de la deuxième anode, le potentiel Vx de la plaque X passe de $V - e$ à $V + e$, e étant l'amplitude de la tension d'attaque. Comme nous avons vu plus haut, la sensibilité est égale à $S = 400/V$, et pour V, il y a lieu de mettre $(Vx + V'x)/2$.

V varie donc entre $V + e/2$ et $V - e/2$, et S ne sera pas constant d'un bout à l'autre de l'écran. La surface balayée sur l'écran ne sera donc pas un rectangle ou carré, mais un trapèze, d'où le nom de *distorsion trapézoïdale*. (En réalité, ce n'est pas non plus un trapèze, car les deux autres droites délimitant la surface ne sont pas parallèles non plus.) Simultanément, la concentration du spot varie d'un bout à l'autre du parcours pour les mêmes raisons.

Dans les tubes dissymétriques, ces imperfections sont combattues par la conception des électrodes, et les défauts se trouvent largement atténués. Toutefois, ce n'est qu'un compromis, bien que pratiquement satisfaisant. La vraie solution consiste dans l'attaque en push-pull. En effet, lorsque le potentiel de X sera $Vx = V + e$, celui de

X' sera $Vx' = V - e$, et $(Vx + Vx')/2$ sera toujours constant et égal à V .

L'inconvénient de cette solution est de nécessiter un amplificateur symétrique, ce qui est généralement obtenu par une lampe supplémentaire, servant de déphaseur¹. Des précautions sont à prendre, pour que le déphasage d'une plaque par rapport à l'autre reste constant et égal à 180° , et que l'amplification soit indépendante de la fréquence, dans la gamme d'utilisation. (Voir, à ce sujet, les pages traitant des amplificateurs pour oscillographes).

D'un autre côté, *les tubes prévus pour la déviation symétrique ne sont pas corrigés*. Il ne convient donc pas de les faire travailler dissymétriquement, les défauts étant ainsi exagérés. Cette remarque est importante pour le choix d'un tube qui devra équiper un appareil dans des conditions déterminées.

ALIMENTATION

130. Règles générales.

Lors du montage d'un oscillographe, nous examinerons d'abord l'alimentation comme la seule partie indispensable. Avant de donner des renseignements

détaillés, il faut être fixé sur certains points.

Tout d'abord, c'est le danger du *rayonnement magnétique*. Le tube cathodique est très sensible au champ de fuite à 50 p/s du transformateur d'alimentation. Si, en l'absence de tension fournie aux plaques de déviation, le spot n'est pas un point, mais une ligne, voire une ellipse très aplatie, c'est généralement le transformateur d'alimentation qui est à incriminer. Contre ce mal, il y a deux remèdes : le *blindage* et l'*éloignement*. Ce dernier moyen consiste à disposer l'alimentation sur un châssis séparé que l'on pourra placer à 1 m du tube cathodique. C'est un remède peu indiqué lorsqu'il s'agit de travailler sur un emplacement réduit. De plus, tout autre transformateur provoquera cette déformation à son tour, et devra être tenu éloigné lui aussi. Aujourd'hui, tout oscillographe a son alimentation incorporée. Pour cela, il faut prendre les précautions suivantes :

1) Le tube cathodique doit être *blindé magnétiquement*. (Ne pas confondre ce blindage avec les boîtiers des M.F. I). Le meilleur métal pour cet usage est le *Mumétal* des *Aciéries d'Imphy*, particulièrement perméable aux lignes de force magnétiques. Comme il est très dur (1), difficile à trouver et à travailler (puisque très dur), on peut le remplacer par un bout de tube épais en acier doux, qui entourera éventuellement la seule partie cylindrique du tube, particulièrement sensible. L'auteur a trouvé cette méthode très efficace. Il importe alors de garnir l'intérieur du tube de fer de carton ondulé ou autre chose pour former un matelas, et de le fixer solidement pour qu'au cours d'un transport, l'expérience du pot de terre et du pot de fer ne se répète pas.

1) Tout travail mécanique effectué sur le blindage risque de réduire sa perméabilité, donc son efficacité.

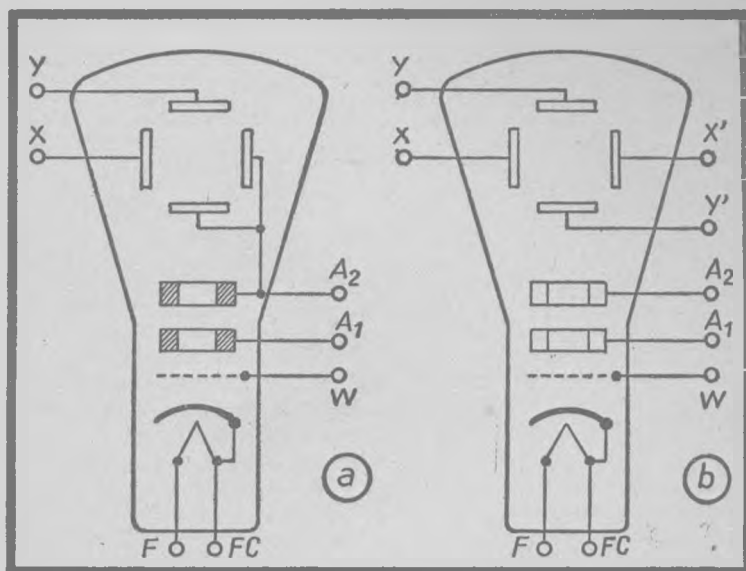


Fig. F-13. — Tubes cathodiques pour déviation dissymétrique (a) et symétrique (b).

2) L'emplacement du transformateur d'alimentation sera déterminé par des considérations du rayonnement. La meilleure solution consiste à le placer derrière le tube cathodique.

3) Le rayonnement du transformateur pourra être maintenu très faible en le faisant travailler à faible induction (environ 6 000 gauss). C'est le cas inverse des transformateurs économiques, qui ont peu de fer et peu de cuivre, et compensent ce manque en faisant travailler la tôle à 12 000 gauss. Dans ce cas, les fuites sont considérables. Evidemment, le transformateur à faible induction est plus encombrant, doit être fait à la demande et coûte plus cher.

Enfin, il faut que les entrefers soient aussi réduits que possible, et que les tôles soient bien alternées.

Si toutes ces précautions ont été prises, le rayonnement magnétique ne sera plus à craindre. Si, malgré tout, on trouve un trait sur l'écran à la place du spot punctiforme, on pourrait tourner le châssis complet dans plusieurs sens, et déterminer la direction et la source du champ perturbateur assez aisément.

Une autre valeur qu'il faut déterminer avant d'établir l'alimentation, c'est la valeur de la haute tension. En la prenant faible, on augmente la sensibilité du tube, qui est égale à $K V_a$, où V_a est la tension anodique, et K un coefficient dépendant du tube et compris entre 300 et 500. De plus, on fatigue moins le tube, et on gagne en sécurité de fonctionnement. Par contre, la luminosité est plus faible. En général, on a donc intérêt de choisir une valeur assez faible, et

potentiels. Comme le débit est pratiquement négligeable, on peut compter comme tension redressée environ $E\sqrt{2}$, si E est la tension efficace aux bornes du transformateur. Ainsi, si on utilise un transformateur d'alimentation ordinaire de 2×350 , soit 700 V, on obtiendra à peu près 1 000 V redressés à l'entrée du filtre.

Quant à la cellule de filtrage, elle est souvent constituée par une résistance assez élevée et deux condensateurs au papier de 0,5 à 2 μF (tension de service suffisamment élevée !) Quelquefois, on se contente d'un simple « tamponnage » par un seul condensateur.

Si on ne dispose pas de condensateurs de tension de service suffisante (1), on peut monter en cascade des condensateurs identiques, comme c'est fait dans la figure. Dans ces conditions, il est indispensable de les shunter par des résistances égales de manière à répartir les potentiels uniformément.

Enfin, contrairement à ce qui se fait en radio, l'anode du tube cathodique est reliée à la masse (ou à un potentiel voisin de la masse), et c'est la cathode qui est à une forte tension par rapport au châssis. Cette disposition réduit notablement les tensions de ronflement et stabilise en quelque sorte le fonctionnement. Par contre, elle exige un fort isolement de l'enroulement de chauffage du tube.

La figure donne les valeurs pour un tube moyen de 5, 7 et même 11 cm de diamètre d'écran. Le dessin est établi pour tube symétrique ; dans le cas d'un tube dissymétrique, H' et V' sont réunis intérieurement à A_2 et à la masse.

Il y a quatre commandes. Le spot est réglé par les potentiomètres de lumière et de concentration, et son emplacement est fixé par les cadrages H et V (ou X et Y). Un filtre 0,5 M Ω et 0,1 μF est placé dans le Wehnelt, au cas où un ronflement permanent se produirait. Le condensateur travaille sous une très faible tension et ne risque pas le claquage. Par contre, un autre condensateur, marqué 50 000 pF, est prévu pour moduler le Wehnelt, sur une résistance de charge de 0,5 M Ω . Ce condensateur est soumis à une très forte tension (haute tension du cathodique, plus 250 à 300 V de l'amplificateur, s'il y a lieu). En cas de claquage, c'est le tube cathodique qui sera détérioré. Il importe qu'il soit isolé très fortement, pour 3 600 V par exemple.

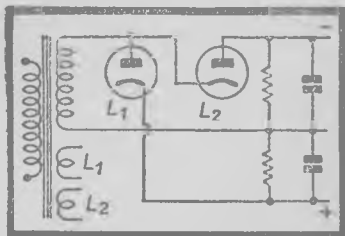


Fig. F-15. — Doubleur simple.

132. Doubleur de Tension.

Le montage doubleur de tension est intéressant pour deux raisons : tout d'abord, il se contente d'une valeur 2 fois plus faible de la haute tension procurée par le transformateur, et ensuite, il permet l'usage de valves

(1) La tension de service des condensateurs au papier doit être comprise entre 1/3 et 1/4 de la tension d'essai.

travaillant sur à peu près la moitié de la haute tension redressée. Par contre, il faut 2 valves.

Le montage doubleur normal est dessiné dans la figure F-15. Son inconvénient est de nécessiter un enroulement H.T. indépendant, dont les deux côtés sont « en l'air ». De plus, les deux valves demandent chacune un enroulement de chauffage séparé.

Par contre, le doubleur de la figure F-16 est particulièrement intéressant pour l'usage dans les oscillographes cathodiques. Tout d'abord, un côté de l'enroulement H.T. est à la masse, ce qui permet de se servir d'un transformateur ordinaire 2×350 V, qui fournira à la fois la tension anodique aux lampes et au tube. Comme la tension redressée est légèrement inférieure à $2\sqrt{2} E_{eff}$, on recueillera 900 à 1 000 V dans le cas d'un transformateur normal, ce qui est amplement suffisant pour un DG7-1 ou 906, et même pour des tubes de plus grand diamètre.

D'autre part, l'un des filaments est au potentiel de la masse ; il suffit d'un seul enroulement de chauffage séparé.

L'action du doubleur est obtenue grâce au condensateur C, qui se trouve chargé par une alternance et, lors de l'alternance suivante,

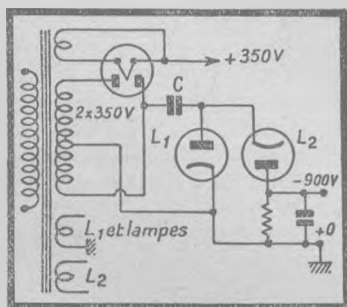


Fig. F-16. — Ce doubleur est très intéressant pour la construction de petits oscillographes cathodiques.

met en série avec le transformateur la tension à ses bornes. Il ne faut donc pas que C soit trop faible, la tension redressée serait alors insuffisante. $2 \mu F$ est une bonne valeur, mais il faut 1 500 V service (3 500 V essai). Comme valves, on pourra prendre des 1876 *Miniwatt*, qui sont faites pour ce service, ou tout simplement des 6H6 qui ne sont pas du tout officiellement recommandées, mais « tiennent » parfaitement, si elles sont de bonne fabrication. Il faudrait alors réunir les deux plaques et cathodes contenues dans chaque ampoule.

La H.T. est disponible entre la plaque de L_2 et la masse, avec le plus à la masse, comme d'habitude (1).

(1) En effet, contrairement aux autres montages de radio, le tube cathodique sera de principe monté de sorte qu'entre sa cathode et la masse, il y ait toute la tension disponible. De cette façon, le fonctionnement gagne beaucoup en stabilité. Toutefois, cette précaution peut être négligée pour les petits tubes de 25 à 50 mm de diamètre, qui seront ainsi alimentés par la HT commune.

133. Attention ! Danger !

sécurité de l'expérimentateur. Certains anciens du métier affichent un fier mépris à l'égard des tensions, fussent-elles élevées. Il est un fait, que les résistances internes des individus varient dans une certaine mesure, ce qui explique peut-être que l'un ressent davantage le choc reçu du 110 V que l'autre. Pour les tensions plus fortes, c'est surtout la conductibilité superficielle de la peau à l'endroit du contact qui joue. On sait qu'une peau moite augmente beaucoup la force de la secousse.

Cependant, il y a *danger réel* si le chemin du courant passe par le corps, soit d'une main à l'autre, soit de la main aux pieds. Pour l'éviter, nous ne faisons que répéter des conseils bien connus :

Tout d'abord, le courant ne peut pas passer d'une main à l'autre, si on travaille en gardant *une main dans la poche*. Autrement, on utilise inévitablement la main inoccupée pour tenir le châssis. Donc, pendant le travail sur un oscillo en marche, gardez une main dans la poche.

La deuxième sorte d'accident par courant électrique passant d'une main aux pieds à travers le corps n'est (évidemment) possible que dans le cas d'un sol conducteur. Abstraction faite d'un sol métallique, c'est le cas d'un plancher en bois humide et du revêtement coloré appelé *Terrazolithe*, qui a un aspect isolant bien trompeur. Le bois sec (et particulièrement s'il est ciré) ainsi que le linoléum sont bons isolants. Un sol conducteur est généralement en liaison avec la terre, et si le châssis est mis à la terre, toute la haute tension est disponible entre le sol et le point dangereux du montage. Isoler le châssis de la terre serait travailler sous des potentiels mal définis, et à la merci d'un contact fortuit. *La seule solution consiste à se placer sur un petit plancher isolant*, fait, par exemple, de quelques planches montées sur des tasseaux bien secs.

Comme les tensions d'alimentation des tubes cathodiques atteignent des valeurs assez élevées (800 à 2 500 V), il convient de placer ici un mot sur la

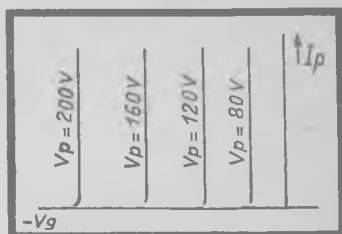


Fig. F-17. — Caractéristiques théoriques du thyatron.

BASES DE TEMPS

134. Le Thyatron.

La plupart des bases linéaires sont réalisées avec des *thyatrons* qui sont des *triodes* à gaz. Un thyatron ne possède pas une infinité de régimes possibles comme un tube à vide, mais ne connaît que deux modes de fonc-

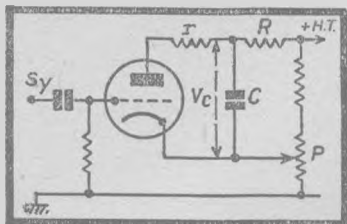


Fig. F-18. — Montage de principe d'un thyatron.

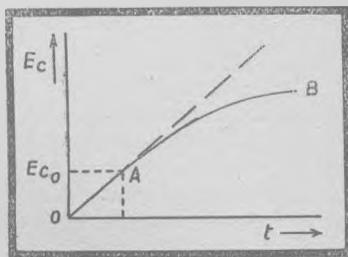


Fig. F-19. — La courbe de charge d'un condensateur. Une petite partie OA est assimilable à une droite.

tionnement : ou bien il est *amorcé*, et il y a courant-plaque, ou alors il est *éteint*, et il n'y en a pas. Le tube une fois amorcé, la résistance cathode-plaque devient extrêmement faible, et s'il n'y a pas de résistance limiteuse, le courant atteint une valeur très élevée, et le tube est détruit. La figure F-17 montre la caractéristique idéale d'un thyatron : toutes les « courbes » sont droites et verticales.

Ce qui caractérise un thyatron, c'est le rapport de V_p à $|V_g|$ à l'allumage, qui est fixe et généralement voisin de 20. Ainsi, avec 260 V plaque, l'amorçage s'opère à -10 V grille, et avec $V_p = 80$ V, $V_g = -4$ V.

Le schéma fondamental d'un oscillateur à dents de scie est donné sur la figure F-18. Le condensateur C, qui se trouve en dérivation sur l'espace cathode-anode du tube, est chargé à travers une résistance R de forte valeur. Le potentiel V_c aux bornes de C croît, et simultanément la tension-plaque. A un certain moment, dépendant uniquement de la polarisation, l'amorçage a lieu, et grâce à la très faible résistance du tube amorcé, C est déchargé dans un temps extrêmement faible, et le processus recommence.

Le potentiomètre de polarisation P agit sur l'amplitude, car c'est lui qui détermine la valeur de V_c qui amorce la décharge. La résistance r (50 à 1 000 Ω , selon le tube) limite le courant à une valeur de sécurité, qui ne doit pas être dépassée à la décharge.

Un grand avantage du balayage par thyatron réside dans la *facilité de synchronisation*. En effet, comme l'oscillateur de relaxation est *essentiellement instable*, il suffit d'appliquer à la grille en Sy une faible tension de fréquence voisine pour que le balayage soit effectué sur cette fréquence. Toutefois, il ne faut pas abuser de cette faculté, car une synchronisation trop forte (par exemple due à un écart trop considérable des fréquences) a pour effet de fausser la dent de scie et de nuire ainsi à la linéarité du balayage.

135. Les deux Solutions.

de charge d'un condensateur, qui n'est point linéaire, mais logarithmique (fig. F-19).

Malheureusement, la base de temps si simple décrite précédemment n'est pas à recommander. Son principe de fonctionnement fait appel à la courbe

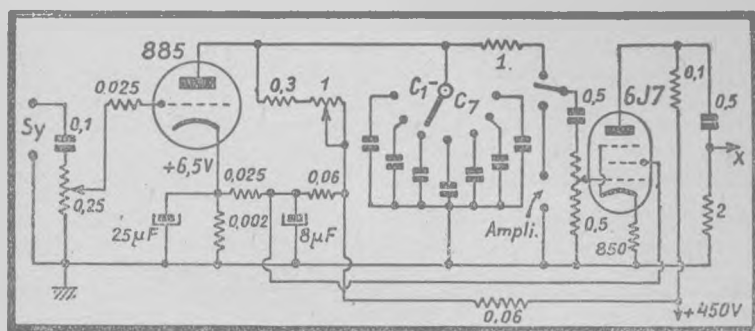


Fig. F-20. — Montage d'un thyatron suivi d'un amplificateur.

En prenant une petite partie de la courbe telle que OA, on peut l'assimiler à une droite; mais alors, la tension E_{co} ainsi produite est tout à fait insuffisante pour le balayage d'un tube. Deux solutions (pratiquement équivalentes) ont été trouvées à ce problème : la technique américaine prend une *faible partie* (moins de 1 V) de E_c , et l'amplifie par la suite, alors que la technique européenne utilise toute la courbe en maintenant constant le courant de charge au moyen d'un dispositif approprié. Voyons, avec exemples à l'appui, ces deux solutions.

136. Balayage amplifié.

La figure F-20 montre le schéma RCA employant un tube 885; il ressemble bien à la figure F-18. La variation de fréquence se fait par bonds au moyen du contacteur sélectionnant les capacités C, et progressivement par le réglage de la résistance variable de 1 M Ω dans le circuit plaque. On notera que la polarisation (donc l'amplitude) est fixe, et que la variation est obtenue par le potentiomètre dans le circuit grille de la 6J7. Cette dernière est montée en amplificatrice soit de la tension en dent de scie, soit d'une tension amenée sur les bornes d'entrée, ce qui est un avantage que n'a pas l'autre système. La 6J7 n'a pas de découplage sur la cathode, afin d'améliorer sa courbe de réponse. La H.T. est de 450 V.

Pour C, la RCA indique les valeurs suivantes :

$C_1 = 0,25 \mu F$;	$20 < f < 59 \text{ Hz.}$
$C_2 = 0,1 \mu F$;	$43 < f < 132 \text{ Hz.}$
$C_3 = 40\,000 \text{ pF}$;	$109 < f < 340 \text{ Hz.}$
$C_4 = 15\,000 \text{ pF}$;	$280 < f < 800 \text{ Hz.}$
$C_5 = 5\,000 \text{ pF}$;	$670 < f < 2\,180 \text{ Hz.}$
$C_6 = 2\,000 \text{ pF}$;	$1,5 < f < 4,9 \text{ kHz.}$
$C_7 = 800 \text{ pF}$;	$3,6 < f < 11,4 \text{ kHz.}$

On voit que la fréquence la plus élevée est encore bien faible, et cette base de temps doit être réservée aux travaux B.F. D'ailleurs, pour les fréquences plus élevées, la 6J7 en amplificatrice ne laissera

plus passer les harmoniques supérieures qui se trouvent dans une tension en dents de scie.

Approximativement, la fréquence (fig. F-18) est égale à :

$$f = \frac{2,3}{RC}$$

137. Thyatron avec Lampe de Charge.

La figure F-21 montre un schéma selon la deuxième solution ; il est dû à PHILIPS. On voit que le thyatron est monté en cascade avec une penthode à pente fixe, qui joue le rôle de *dispositif de charge à courant constant*. En effet, on sait que le courant plaque d'une penthode ne dépend que de la tension-écran. Comme cette dernière est variable ici, son réglage modifie la *résistance cathode-anode*, donc la *fréquence*. On voit que le potentiel de grille du thyatron est également variable ; il détermine l'amplitude. Pour les condensateurs fixes, rien de changé.

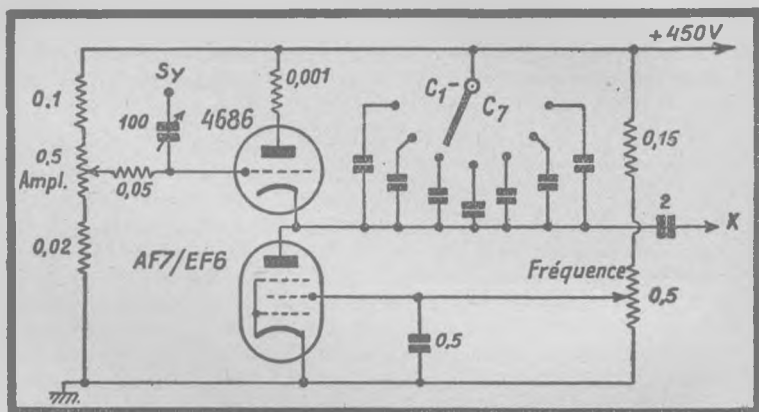


Fig. F-21. — Thyatron avec lampe de charge.

Voici les valeurs selon le constructeur :

$C_1 = 5 \mu\text{F}$;	$1,3 < f < 30 \text{ Hz.}$
$C_2 = 1 \mu\text{F}$;	$7 < f < 40 \text{ Hz.}$
$C_3 = 0,2 \mu\text{F}$;	$33 < f < 200 \text{ Hz.}$
$C_4 = 40\,000 \text{ pF}$;	$166 < f < 1\,000 \text{ Hz.}$
$C_5 = 8\,000 \text{ pF}$;	$830 < f < 5\,000 \text{ Hz.}$
$C_6 = 1\,600 \text{ pF}$;	$4 < f < 20 \text{ kHz.}$
$C_7 = 400 \text{ pF}$;	$10 < f < 40 \text{ kHz.}$

On voit que cette base de temps « monte » davantage. Son amplitude est largement suffisante pour balayer un tube de 7 à 9 cm de diamètre d'écran. Toutefois, si on désire attaquer les plaques horizontales par un signal faible, il faut avoir recours à un amplificateur supplémentaire. Notons, toutefois, que ce cas se présente très rarement.

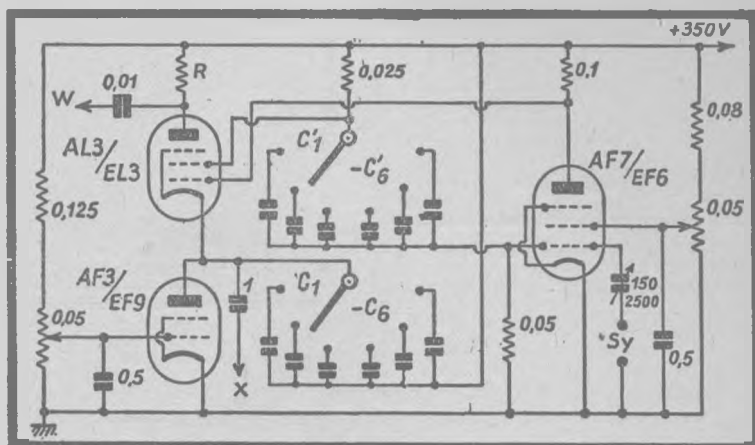


Fig. F-22. — Base de temps à vide.

Le 4686 employé n'est plus nouveau ; depuis, il y a eu le 4690, puis le EC50. Ces tubes permettent d'atteindre des fréquences bien plus élevées, en particulier le EC50, qui irait jusqu'à 120 kHz !

138. Base de Temps à Vide.

Dans cette catégorie se rangent toutes les bases de temps sans thyatron ni lampe au néon. Il y a de nombreux types, dérivés tantôt du multivibrateur, tantôt de l'oscillateur bloqué par trop forte résistance de grille. Tous ces montages demandent de 2 à 4 lampes, ont souvent une dent de scie imparfaite et un retour insuffisamment rapide, mais permettent d'atteindre des fréquences de 100 à 150 kHz dans certains cas. C'est cela qui justifie leur complication. Peut-être un avenir rapproché les verra-t-il disparaître, éclipsés par les montages à thyatrons plus poussés.

La figure F-22 montre l'exemple d'une base de temps à vide à 3 lampes (schéma PHILIPS). Le thyatron est ici remplacé (en quelque sorte) par la penthode de puissance AL3, dont la grille est bloquée par la AF7 accélératrice de décharge. Les condensateurs C_1 à C_6 sont chargés à courant constant à travers la lampe de charge AF3. Pour une certaine valeur de la tension aux bornes du condensateur, la AL3 devient conductrice, et la variation de courant écran qui en résulte applique à travers l'un des condensateurs C_1 à C_6 une tension négative sur la grille de la AF7. La tension-plaque de cette lampe augmente, et de même la tension-grille de la AL3, qui y est directement reliée. Ce fait accélère considérablement la décharge. Après cela, la AL3 est à nouveau bloquée, et le processus recommence.

La tension de balayage est prise en X sur la cathode AL3 (qui doit être chauffée séparément). Si on veut supprimer la trace de retour du spot, il suffit d'intercaler entre plaque AL3 et + H.T.

est indiqué dans la figure F-24. Le potentiomètre R_a permet de régler l'amplitude de modulation, qui supprime la trace de retour.

Pour qu'il y ait des images stables (synchronisées), il est nécessaire que la fréquence à observer soit un multiple entier de 50 Hz.

On voit qu'en partant d'un secteur de 50 Hz, la plus faible pseudo-fréquence de balayage est de 120 à 150 Hz. La limite supérieure est de l'ordre de 1 000 Hz, car si la partie CD est trop petite, la vitesse de parcours du spot devient trop grande, et l'image manque de lumière. De plus, et ceci est vrai surtout pour les petits tubes, la tension appliquée entre plaques peut dépasser le maximum autorisé par le constructeur.

AMPLIFICATEURS

La sensibilité des tubes cathodiques est faible : 0,2 mm/V est une valeur moyenne pour les gros tubes, et 0,3 mm/V pour les petits. Pour obtenir une elongation de 30 mm, il faut donc une différence de potentiel (tension de pointe) de $30/0,2 = 150$ V dans le premier cas, et $30/0,3 = 100$ V dans le second. Si le signal est de 1 V, il faudra disposer d'un amplificateur de gain égal à :

$$\frac{150}{0,5 \sqrt{2}} = 212 \quad \text{ou} \quad \frac{100}{0,5 \sqrt{2}} = 141 \text{ respectivement.}$$

140. Cahier des Charges de l'Amplificateur.

non-linéaire.

Ensuite, le courbe de réponse doit être suffisamment étendue pour que les fréquences supérieures soient amplifiées autant que les inférieures et moyennes. Sinon, il y a *distorsion de fréquence*.

Enfin, il ne doit pas y avoir de *distorsion de phase*, autrement dit, la tension de sortie doit être en phase avec la tension à l'entrée. S'il n'en était pas ainsi, comme le déphasage varie avec la fréquence, les relations de phase entre fondamentale et harmoniques ne seraient pas les mêmes après amplification.

Ces trois conditions sont en somme exactement les mêmes que pour un amplificateur B.F. Toutefois, dans ce cas, l'oreille est un juge très indulgent, tandis que sur l'écran d'un tube cathodique, l'œil décèle aisément le moindre défaut.

L'amplificateur ne doit pas créer des harmoniques (dus à une surcharge à l'entrée par exemple). Autrement dit, il ne doit pas y avoir de *distorsion*

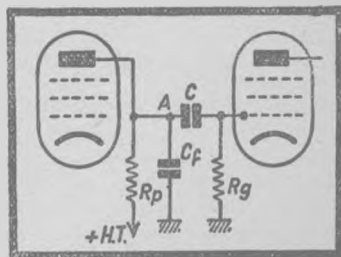


Fig. F-25. — Détail de la liaison entre deux étages. C_f est la capacité parasite.

141. D'où vient la Distorsion de Fréquence?

Considérons le couplage entre deux étages d'amplification, schématisé dans la figure F-25. Il y a la charge d'anode R_p , la fuite de grille R_g , la capacité de couplage C , et une capacité de fuite C_f , qui se compose de la capacité du point A à la masse, de la capacité anodique interne de la lampe, etc.

La valeur de C_f , que l'on néglige volontiers (puisque très mal définie), est néanmoins de l'ordre de grandeur de 50 pF, et même plus. Or, la capacitance de C_f varie avec la fréquence. A 50 Hz, $X = 1/(2 \pi f C_f) = 60 \text{ M}\Omega$; c'est donc tout à fait négligeable. A 5 000 Hz, $X = 0,6 \text{ M}\Omega$. Mais en H.F., à 500 kHz, X tombe à 6 000 Ω .

Comme C_f se trouve en parallèle sur R_p , la résistance de charge, celle-ci est réduite lorsque la fréquence augmente, et comme l'amplification est proportionnelle à l'impédance résultante, elle diminue. C'est pourquoi l'amplificateur à penthode EF6,77 ou 6J7, avec 50 à 100 k Ω dans la plaque, est juste bon pour les fréquences musicales; son gain tombe au-dessus de 30 à 70 kHz.

Le remède? Il faut utiliser des tubes à faible R_p , soit des penthodes finales (EL3, EL6, EBL1), soit des tubes de télévision (1851, R219, 4673, EF50). Dans ce cas, le faible gain dû à la petite valeur de R se trouve compensé par la forte pente de ces tubes.

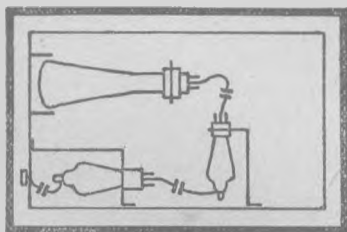


Fig. F-26. — Disposition des tubes amplificateurs dans un oscillographe, afin de réduire les longueurs des liaisons.

D'ailleurs, même avec ces lampes, le défaut dû à C_f persiste, et si $R_p = 6\,000 \Omega$ (EL3, etc.), on voit qu'à 500 kHz, $R_p = X$, et l'amplificateur tombe de moitié. Dans tous les cas, il importe de maintenir les capacités de câblage aussi faibles que possible; souvent, à cet effet, des dispositions bizarres des tubes sont employées avec fruit. La figure F-26 en est un exemple. Les liaisons ne peuvent guère être rendues plus courtes. L'emploi des tubes à téton de grille est évidemment d'un grand secours (1).

Il faut vous mettre en garde contre l'idée selon laquelle un amplificateur utilisé au-dessous de sa fréquence de coupure est forcément sans reproche. Prenons le cas d'un montage linéaire jusqu'à 50 kHz et utilisé à 15 kHz. L'harmonique 2 passe, 3 de même; par contre l'harmonique 4, qui est de 60 kHz, ne passe plus, ainsi que les suivants. Dans le cas d'une onde impure, on est donc sûr d'avoir de la dis-

(1) Voir aussi, à ce sujet, l'article paru dans Toute la Radio N° 102, janvier 1946.

Le cas des amplificateurs pour tubes cathodiques est exposé en détail dans «La Pratique de l'Oscillographe Cathodique», par Aschen et Gondry (Editions Radio).

torsion de fréquence. Par contre, si la fondamentale est de 5 kHz ou moins, la bande passante va jusqu'au 10^e harmonique; et, sauf des cas très spéciaux, c'est suffisant.

142. Amplificateur pour Fréquences musicales.

montée avec polarisation fixe et tension d'écran fixe (schéma Du MONT). La H.T. est de 350 V environ. Conformément à la technique américaine, une plaque de déviation seule est attaquée. Il n'y a donc pas de déphaseuse.

143. Amplificateur à large Bande.

jusqu'à 2 MHz environ. Le gain est *variable de manière continue* au

La figure F-27 montre l'exemple d'un amplificateur à un seul étage, avec un gain de 80, et linéaire jusqu'à 70 kHz environ.

Il utilise une penthode 6C6,

La figure F-28 montre un amplificateur à *large bande passante*, réalisé par l'auteur. Les mesures ont montré que sa courbe de réponse est linéaire

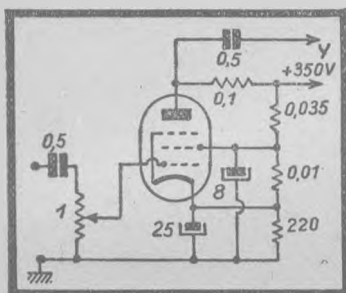


Fig. F-27. -- Amplificateur simple à un étage.

moyen d'une *contre-réaction* par potentiomètre dans la cathode de la EBL1, méthode supérieure à celle du potentiomètre à l'entrée, qui ne vaut rien en H.F.

Trois régimes d'amplification sont possibles: Second étage seul, gain maximum 18. Premier et second étages, gain maximum $13,5 \times 18 = 245$. Enfin, en troisième position, les deux étages sont

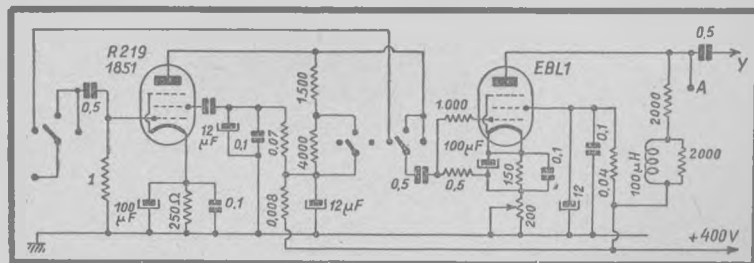


Fig. F-28. — Amplificateur à large bande, à deux étages en cascade.

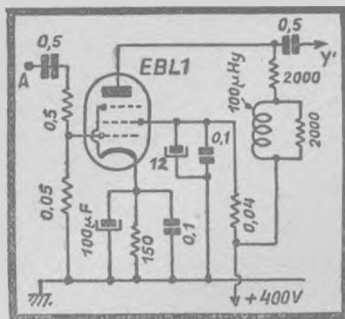


Fig. F-29. — Etage déphaseur pour l'amplificateur précédent.

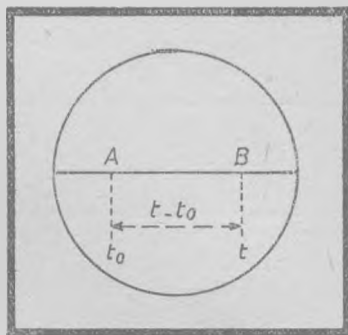


Fig. F-30. — Si le balayage est linéaire, les points A et B correspondent à des temps t_0 et t .

toujours en cascade, mais R_p de la première lampe se trouve porté à $5\,500\,\Omega$. Le gain devient : $50 \times 18 = 900$, avec toutefois une courbe de réponse linéaire jusqu'à $800\,\text{kHz}$ environ.

On remarquera en particulier la bobine de $100\,\mu\text{H}$, shuntée par $2\,000\,\Omega$, dans la plaque de la EBL1. Cet artifice a pour but de prolonger légèrement la courbe de réponse, en utilisant la résonance très aplatie du bobinage (vers $2\,\text{MHz}$).

144. Lampe de Déphasage.

mettre à la seconde plaque de déviation une tension identique à celle de la première, mais en opposition de phase.

Si l'amplificateur est à large bande, il est indispensable que la déphaseuse le soit aussi ; c'est pourquoi on lui donne généralement la même constitution qu'à l'amplificatrice de sortie.

La figure F-29 montre l'étage déphaseur à employer avec l'amplificateur de la figure F-28 et qui est identique à l'étage EBL1 qui le précède, sauf en ce qui concerne son circuit de grille. L'amplification de l'étage étant de 18 environ, il faut placer à l'entrée un diviseur de grille réduisant la tension d'attaque au $1/18$ de sa valeur. Le réglage exact est fait soit au moyen d'un voltmètre à lampes qui doit lire la même tension entre Y et la masse qu'entre Y' et la masse, soit au moyen du tube cathodique lui-même. En branchant la grille de la déphaseuse, l'amplitude d'une tension sans harmoniques paires doit doubler. Pour plus de commodité, un potentiomètre (inaccessible extérieurement) est utilisé pour ce tarage.

L'attaque du diviseur est faite à partir du point A de la figure F-28.

Pour l'attaque des tubes de la technique européenne, une lampe de symétrie est nécessaire. Son rôle est de ne point amplifier (gain unité), mais de trans-

BASES DE FRÉQUENCE

145. Le Principe.

correspondra à un temps t_0 , et le point B à un temps t . La distance AB représente donc le temps $t-t_0$.

Le même tube employé avec une base de fréquence permettra de dire que A correspond à une fréquence f_0 et B à une autre, f . AB représente alors l'intervalle de fréquence $f-f_0$, et le déplacement du spot sur l'horizontale est proportionnel à la fréquence.

L'usage de la base de fréquence, encore que récent, se répand avec le développement des applications de la *modulation de fréquence*, qui sont actuellement du domaine des chercheurs, pour faire partie du « bagage scientifique » de tout technicien s'occupant de l'électronique (1). Cependant, l'usage de la base de fréquence est loin d'être aussi simple et aussi universel que celui de la base de temps, dont l'objet est d'ailleurs tout autre.

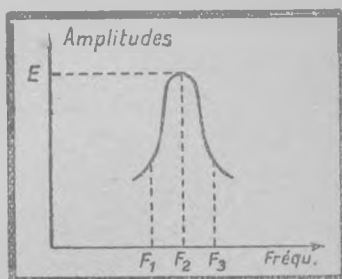


Fig. F-31. — Courbe de sélectivité d'un circuit oscillant.

146. Deux Buts différents.

veut connaître les caractéristiques en fonction de la fréquence, courbes de réponse, etc.

Prenons un cas bien déterminé. Soit à étudier la courbe de sélectivité d'un circuit H.F. d'un transformateur de moyenne fréquence en particulier. La méthode classique du relevé point par point consiste à injecter dans le circuit un signal H.F. et de mesurer la tension à la sortie pour un certain nombre de fréquences. Les résultats ainsi obtenus permettent de tracer une courbe analogue à celle de la figure F-31. Cette méthode, bien que *très précise*, est évidemment un peu laborieuse.

Supposons maintenant que nous puissions adjoindre au générateur fournissant le signal d'attaque un dispositif qui varie sa fréquence entre F_1 et F_3 , et synchronisé avec le balayage de telle manière que

(1) Voir à ce sujet « La Modulation de Fréquence », par E. Alsberg.

la fréquence F_1 est obtenue lorsque le spot est à l'extrême gauche de l'écran du tube cathodique, et F_3 lorsqu'il a atteint le bord droit. Si nous connectons maintenant la sortie du circuit à étudier aux plaques verticales, nous verrons sur l'écran du tube le dessin de la figure F-32, qui reproduit en surface pleine par son enveloppe le tracé obtenu point par point. D'ailleurs, si la tension de sortie est prise après détection, le dessin se réduit à un trait, et reproduit fidèlement la figure F-31 (fig. F-33). En somme, le tracé devient immédiat.

Le dispositif particulier, qui fait « glisser » la fréquence F de l'oscillateur de la quantité ΔF en plus ou en moins, c'est la *lampe de glissement*. Elle est commandée simultanément avec le balayage par un oscillateur sinusoïdal ou en dents de scie, de fréquence f . La figure F-34 donne le schéma de cette disposition.

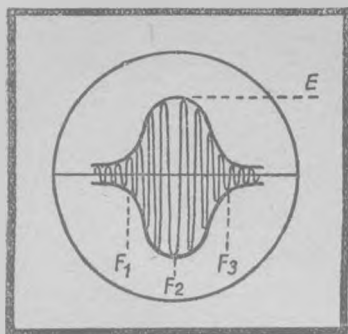


Fig. F-32. — Courbe de sélectivité d'un amplificateur vue à l'oscillographe au moyen d'une base de fréquence.

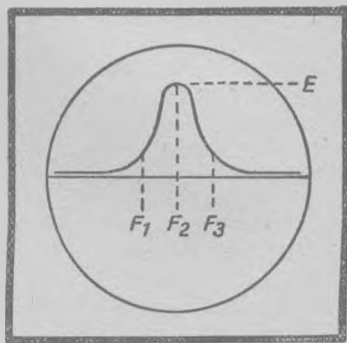


Fig. F-33. — La même, mais après la détection.

147. Méthodes de simple et double Tracé.

(aujourd'hui abandonné) du condensateur tournant en parallèle sur l'oscillateur. La variation de capacité sera telle que la fréquence croît linéairement de 462 à 482 kHz, lorsque les lames mobiles, d'abord complètement engagées, sortent entièrement. Pour $\frac{1}{2}$ tour, l'oscillateur aura ainsi parcouru la plage d'essai. En continuant sa rotation, le condensateur se referme, et la fréquence passe de 482 à 462 kHz.

Si la tension de sortie de l'amplificateur essayé est appliquée aux plaques verticales d'un tube cathodique balayé linéairement de telle façon qu'un aller de gauche à droite du spot sur l'écran coïncide avec une rotation complète du condensateur, on verra apparaître la courbe de la figure F-35, qui se compose de deux courbes symétriques de sélectivité (afin de faciliter la compréhension, nous avons choisi à dessein une courbe dissymétrique). Si, maintenant, nous réglons le balayage à une vitesse double, c'est-à-dire que le spot effectue son

Considérons le cas du relevé de la courbe de réponse d'un amplificateur M.F. à 472 kHz, la modulation de fréquence étant réalisée par le système (aujourd'hui abandonné)

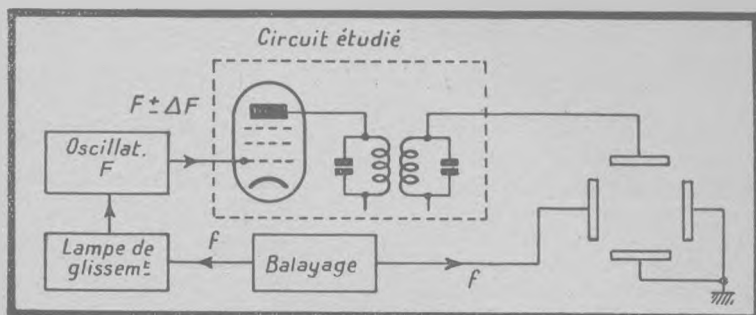


Fig. F-34. — Schéma de branchement pour l'examen d'un circuit au moyen d'un oscillateur vobulé.

parcours total pour une $\frac{1}{2}$ rotation du condensateur variable, nous verrons les deux courbes précédemment côte à côte se superposer, comme le montre la figure F-36, ce qui explique le nom de la méthode double trace.

A priori, il peut paraître gênant de voir se dessiner ainsi deux courbes, d'ailleurs parfaitement symétriques. Cela comporte, cependant, deux avantages importants :

1) Du fait de la superposition des deux courbes symétriques, le moindre défaut de symétrie de la courbe est mis en évidence, ce qui n'est pas le cas dans la méthode de la simple trace ;

2) Si la fréquence d'alignement est incorrecte, les deux sommets sont séparés et nettement distincts. Ainsi, la figure F-37 montre

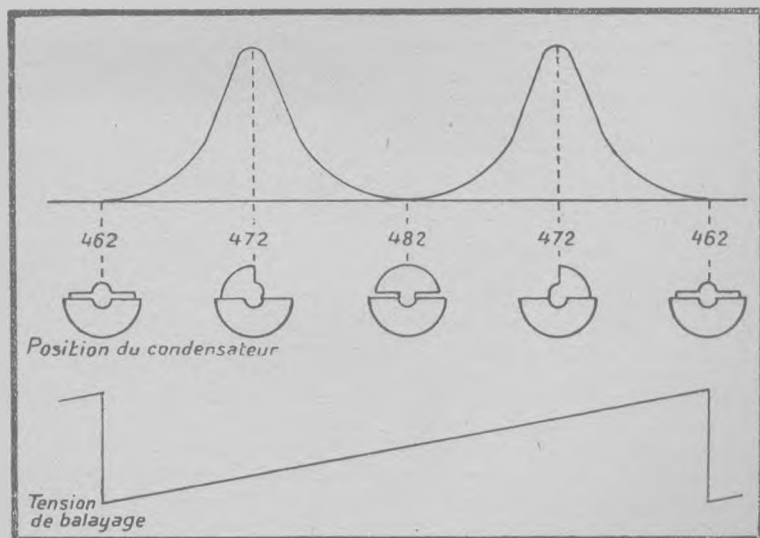


Fig. F-35. — Production d'une double trace séparée.

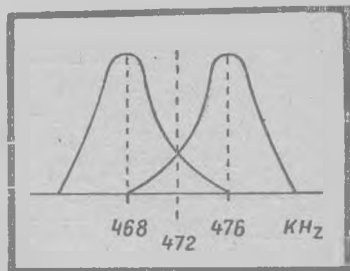
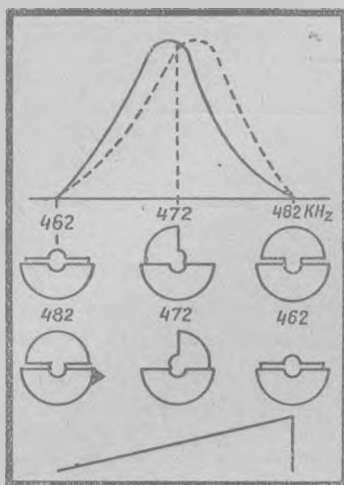


Fig. F-36 — Double trace réunie et axée sur 472 KHz.

Fig. F-37 — Avec la méthode de la double trace, le désaccord est facile à mettre en évidence.

l'image obtenue pour un décalage au sommet de 4 KHz. Avec la méthode de la simple trace, ce défaut est difficile à constater.

Supposons maintenant que le même système de modulation de fréquence soit observé non pas avec une base de temps, mais au moyen d'une tension sinusoïdale (fig. F-38). Pendant la demi-période (de $-E$ à $+E$), qui déplace le spot de gauche à droite, la figure de gauche se dessinera sur l'écran, correspondant à une variation de fréquence de 462 à 482 KHz. A partir de là, la sinusoïde va de $+E$ à $-E$, ce qui signifie que le spot va de droite à gauche. Comme, en même temps, la fréquence descend de 482 à 462 KHz, le spot revient sur ses pas, et parcourt exactement l'image de l'aller. Il n'y a donc qu'une seule courbe de visible, et on voit pourquoi la méthode porte le nom de *simple trace*.

Pratiquement, on n'utilise plus de nos jours que le *modulateur électronique*, décrit par la suite. Dans ce cas, on applique à la grille du tube une tension alternative de 50 Hz empruntée au secteur, et le balayage est réalisé par la même tension. Dans ce cas, le fonctionnement est celui de la figure F-38, et nous sommes en présence d'une *simple trace*. Si la tension de commande est en dents de scie, la courbe est unique également, comme il est facile de voir.

Toutefois, il est facile d'obtenir une *double trace*, car il suffit, à cet effet, de brancher sur les plaques horizontales une base de temps réglée sur 100 Hz, et convenablement synchronisée. On verra alors les deux courbes de la figure F-36. En règle générale, on peut dire que *pour obtenir une courbe de sélectivité unique, il faut que la modulation de fréquence et le balayage soient réalisés tous les deux par une tension de même fréquence, même forme et même phase.*

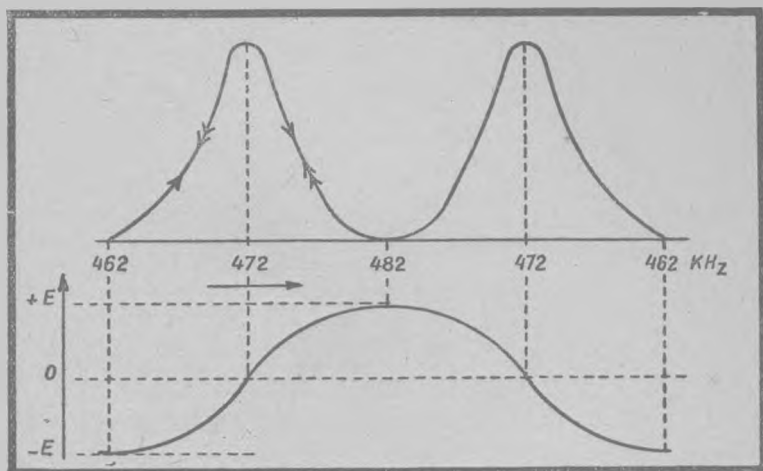


Fig. F-38. — Apparition d'une simple trace.

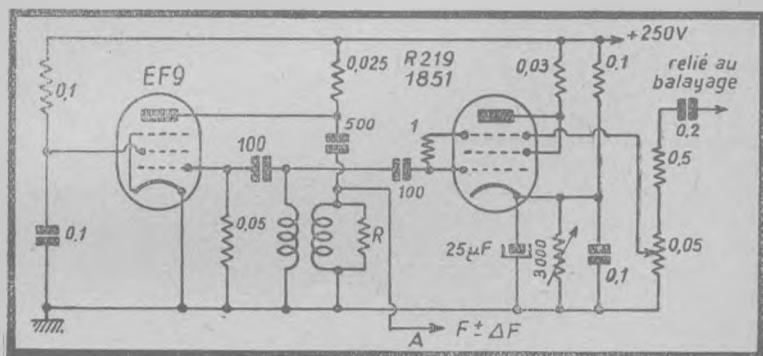


Fig. F-39. — Oscillateur et lampe de glissement.

148. Le glissement de Fréquence.

dant longtemps d'ailleurs, l'effet MILLER (par la production du glissement de fréquence indésirable dans les récepteurs) causa bien des soucis à nos ingénieurs. C'est en effet cette impédance variable qu'est la lampe, montée sur le C.O. de l'oscillateur local dans un superhétérodyne qui cause l'instabilité de l'accord. Ici, au contraire, on recherche le *glissement le plus fort*, et on se place *systématiquement* dans les conditions de la plus forte variation de L ou de C .

MILLER (1) a trouvé qu'une lampe peut, dans un montage approprié, jouer le rôle d'une impédance variable, résistance, capacité ou self-induction. Pen-

(1) Scientific Papers of the Bureau of Standards, N°351, 21 novembre 1919 (1).

On démontre (1) que la capacité dynamique C_{cg} d'un tube est donnée par :

$$C_{cg} = C'_{cg} + C_{gp} \frac{Z_p S}{1 + Z_p / \rho}$$

avec C'_{cg} = capacité statique cathode-grille

C_{gp} = capacité statique grille-plaque

Z_p = charge anodique

S = pente de la lampe

ρ = résistance interne.

Le premier terme est une constante ; le second est proportionnel à S . Il s'agit donc de varier la pente, ce qui se fait par l'attaque de la grille. La capacité dynamique C_{cg} ainsi obtenue doit être branchée en dérivation sur l'oscillateur, dont on veut faire « glisser » la fréquence. Selon le montage, la lampe de glissement peut se comporter comme une capacité ou une self-induction. C'est le premier cas qui est le plus intéressant pour de multiples raisons. Or, l'effet de cette capacité dynamique sur le C.O. sera d'autant plus fort que la capacité statique sera plus faible. On utilisera donc un circuit à forte surtension, à faible capacité répartie, et sans condensateur aux bornes.

149. Oscillateur modulé en Fréquence.

Bien des montages sont possibles et donnent de bons résultats. Celui qui est reproduit dans la figure F-39 nous a cependant semblé être le meilleur.

L'oscillatrice EF9 est montée en penthode. On « accorde » la grille (tout au moins théoriquement, puisqu'il n'y a pas de condensateur d'accord). L'enroulement de grille est également relié à la 1851, dont l'espace grille-cathode constitue la capacité dynamique C_{cg} , dont il a été parlé plus haut. La polarisation de la cathode est presque fixe, car la résistance de 0,1 M Ω qui forme, avec le potentiomètre de 3 000 Ω , un diviseur de tension, a une très faible action en raison de sa forte valeur. Ce potentiomètre, en déterminant la polarisation, règle aussi la pente S , donc définit la valeur moyenne de la capacité dynamique. Pratiquement, il permet de déplacer la fréquence, donc de cadrer l'image sur l'écran.

La grille de la 1851 est reliée par sa fuite (1M Ω) à la grille de suppression, qui obtient directement une partie dosable de la tension de balayage. C'est ce qui cause une variation de la pente, donc de C_{cg} , au rythme du balayage. Plus la tension appliquée sur cette grille est grande, et plus la valeur de la variation de fréquence ΔF , que l'on appelle le *swing*, est grande.

Enfin, la fréquence modulée $F \pm \Delta F$ est disponible sur l'enroulement de plaque.

Pour le bon fonctionnement, il importe de placer l'oscillateur dans une zone de faible stabilité ; la fréquence sera ainsi plus facile à moduler. On déterminera donc l'enroulement de réaction de façon

(1) Voir le chapitre 46.

à avoir un courant grille oscillatrice compris entre 60 et 100 μA . Au besoin, on peut shunter cette partie du bobinage par une résistance R (100 à 2 000 Ω). Le bobinage sera exécuté de préférence sur noyau magnétique. Il faut rechercher une *forte surlension* et une *faible capacité répartie*.

Avec ce montage, nous avons obtenu sur $F = 600 \text{ kHz}$ un ΔF supérieur à 50 kHz, ce qui fait une variation totale de $2 \Delta F = 100 \text{ kHz}$. Avec une EL3, la variation est plus faible, de l'ordre de 80 kHz. Enfin, en montant une EF6 à la place de la 1851, on obtient une variation de l'ordre de 30 à 50. Toutes ces valeurs sont évidemment données pour des variations linéaires ; il va de soi qu'en forçant la dose, on obtient davantage, mais le manque de linéarité rend tout emploi prohibitif. D'ailleurs, tant qu'il s'agit de mesures de sélectivité (et c'est la seule application que nous traiterons ici), une variation relativement faible, de 20 à 40 kHz, suffit.

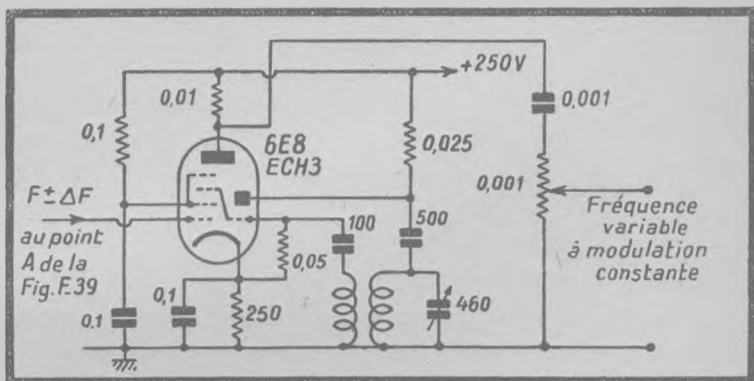


Fig. F-40. — Oscillateur variable et mélangeur pour compléter le schéma précédent.

150. Oscillateur à Battements.

Le montage qui vient d'être décrit est à *fréquence fixe*. On ne peut pas songer à accorder le bobinage par un condensateur variable, car le swing diminuerait rapidement à mesure que la capacité augmente, et des mesures faites sans connaissance du ΔF n'ont aucune valeur.

On a donc recours à une *méthode de battements*. A cet effet, la fréquence modulée (mais de valeur moyenne fixe) $F \pm \Delta F$ est mélangée avec une fréquence variable F_v , issue d'un oscillateur normal. On obtient donc $F \pm \Delta F + F_v$ ou $F \pm \Delta F - F_v$, fréquence variable modulée à *swing constant*.

La figure F-40 montre une triode-hexode ECH3 (ou 6E8) montée en oscillatrice-modulatrice. La fréquence F_v est créée par l'élément triode, tandis que $F \pm \Delta F$ est injecté sur la grille accord. Sur la plaque, on peut prélever la tension résultante.

151. Un Exemple numérique.

M.F. Il faudrait donc une gamme allant de 100 à 1 600 kHz. Pour obtenir un swing suffisant, nous placerons F au-dessus de la gamme, soit à 1 700 kHz. Il ne faut pas élever davantage cette valeur, car comme dans tous les montages à battements, la précision résultante est d'autant plus faible que F est plus élevée.

Neus prendrons le battement de différence. La plage à couvrir sera de $1\,700 - 1\,600 = 100$ à $1\,700 - 100 = 1\,600$ kHz. On pourrait le faire en 3 gammes : 100-280, 250-700 et 600 à 1 600 kHz, correspondant aux gammes de tension modulée : 100-1 100, 1 000-

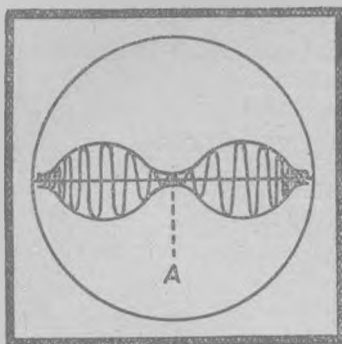


Fig. F-41 — Le "nœud papillon" qui sert à mesurer le swing.

1 450 et 1 420-1 600 kHz. Cette répartition est loin d'être idéale, mais, plus étalée (donc plus précise) que la gamme unique, elle permet un réglage très précis.

Avec une moindre stabilité toutefois, nous pouvons choisir $F = 2\,400$ kHz, ce qui donne $800 < Fv < 2\,300$ kHz. Cette gamme unique est parfaitement réalisable et évite les commutations de sous-gammes.

Enfin, on peut encore utiliser la fréquence différence avec $Fv > F$, ce qui (toujours pour la même gamme) donne $1\,800 < Fv < 3\,300$ kHz. En raison de cette valeur relativement élevée par rapport à la fréquence de battement, la stabilité sera encore moindre, et c'est pourquoi cette solution est la moins recommandable.

Une description complète de la mise au point des modulateurs de fréquence sortirait du cadre du présent ouvrage. Cependant, certains renseignements à ce sujet seront fort utiles.

152. Mesure de Swing.

Il est primordial de connaître le *swing*, si on veut réellement avoir une idée sur la sélectivité. Ainsi, un bobinage très médiocre peut paraître excellent, s'il est examiné avec un ΔF très fort.

Pour mesurer le swing, on produit un battement entre l'onde modulée

en fréquence et un oscillateur quelconque (1), et le résultat de ce battement est appliqué au tube cathodique. On observe alors une sorte de « nœud papillon » (fig. F-41) ; la fréquence basse du battement (en A) se distingue parfaitement, et la grande densité des traits à droite et à gauche montre que la fréquence augmente en deçà de part et d'autre. La forme de l'enveloppe est simplement due à la courbe de réponse B.F. du mélangeur.

En variant la fréquence de l'oscillateur auxiliaire, on déplace le point A du nœud papillon vers la droite et vers la gauche jusqu'aux bords du tube, et on mesure la différence des fréquences, qui est égale à $2 \Delta F$.

153. Etalonnage du Modulateur.

De la même façon, on peut étalonner par battements le modulateur de fréquence décrit précédemment. Toutefois, pour la mise au point, il est préférable

d'étalonner séparément les deux oscillateurs, ce qui se fait commodément au moyen d'un moniteur acoustique (voir le *Manuel des Mesures*) et d'un générateur H.F. étalonné. Dans ce cas, il faut arrêter la vobulation, car, autrement, il ne peut y avoir de battements.

154. Vobulation en B.F.

Comme le but de la base de fréquence est le relevé de la courbe de réponse des organes transmetteurs, il est naturel de songer tout de suite à la vobu-

lation en B.F. Toutefois, ce résultat n'est pas obtenu facilement. Il n'est point commode de vobuler directement un oscillateur B.F., ne serait-ce qu'en raison des fortes capacités réparties. Le dispositif de battements doit pouvoir transmettre également les faibles et les hautes fréquences de la bande acoustique, si l'on veut employer le système habituel. Enfin, la fréquence de balayage, également assez basse, contribue à faire un véritable cafouillage. Théoriquement, ça va très bien, mais, en pratique, nous n'avons jamais pu voir fonctionner cet appareil de manière satisfaisante.

OBSERVATION SIMULTANÉE DE DEUX TENSIONS

Souvent une observation simultanée de deux tensions serait désirable, soit pour étudier le comportement d'un dispositif de liaison, *en comparant la tension d'entrée à la tension de sortie*, soit en étudiant *deux ondes d'origine différente*, que l'on voudrait rendre semblables en forme ou en fréquence. Un oscillographe qui permet cette comparaison facilite grandement l'étude de bien des choses.

Il y a trois solutions à ce problème : l'emploi de deux tubes cathodiques identiques montés côte à côte et balayés par la même base

(1) Ce qui peut être fait en remplaçant Fv (fig. F-40) par un générateur H. F. que l'on " promène " autour de F.

de temps, chacun d'eux étant attaqué par l'une des tensions à visualiser ; le *tube à double faisceau*, et, enfin, l'*inverseur électronique*. La première méthode citée ne demandant pas d'explications ni de commentaires (sauf peut-être son vif éloge, car elle ne présente pas les défauts des deux autres), nous ne parlerons que des deux dernières.

155. Le Tube à deux Faisceaux.

de déviation horizontales, mais possèdent chacun ses *plaques verticales propres*. Les deux faisceaux ont donc le balayage en commun, et l'observation des deux courbes se fait à la même fréquence ; par contre, les *centrages verticaux* ainsi que les *amplificateurs* sont *indépendants*. L'oscillographe possède donc deux entrées distinctes.

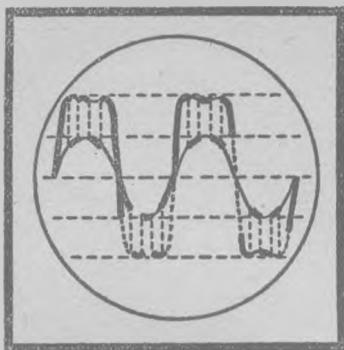


Fig. F-42. — Images simultanées de deux ondes obtenues avec un inverseur électronique. En réalité, les courbes sont continues, et non pas interrompues

il suffit pour cela de rejeter la trace non utilisée en dehors des limites de l'épure en tournant le bouton de cadrage correspondant.

156. Commutateur électronique.

l'un et l'autre sur un tube cathodique, et que cette commutation est effectuée à un rythme rapide, nous verrons sur l'écran les deux courbes simultanément. La figure F-42 montre comment le spot décrit ces deux courbes à la fois ; il va de soi que pour l'observateur elles sont toutes deux continues, la fréquence d'interruption étant suffisamment rapide.

D'un pareil dispositif on peut envisager une réalisation électronique élégante grâce à l'emploi du multivibrateur. La figure F-43 montre un commutateur électronique dont le principe de fonctionnement est dû à VOLTZ. L'appareil comporte 4 lampes : les deux

Dans certains tubes cathodiques (par exemple le *Cossor 3229*), il n'y a pas un, mais deux *pinceaux électroniques*, qui sont soumis aux mêmes plaques

La disposition est extrêmement commode, et il est seulement à déplorer que ces tubes tendent à disparaître de plus en plus. La seule imperfection inhérente à ce système est le couplage capacitif non négligeable entre les deux paires de plaques verticales, ce qui peut avoir pour effet de synchroniser automatiquement une fréquence par rapport à l'autre aux fréquences supérieures à environ 100 kHz, s'il n'y a pas de tube séparateur interposé. D'ailleurs, cette imperfection est quelquefois avantageuse. Si on veut se servir du tube en utilisant un seul faisceau,

Considérons deux amplificateurs attaqués chacun par une autre tension alternative. Si nous pouvons disposer un commutateur *branchant alternativement*

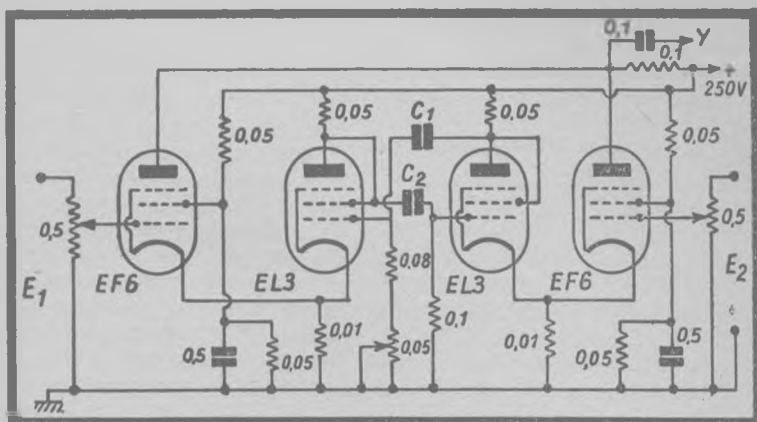


Fig. F-43. — Schéma d'un inverseur électronique.

amplificatrices EF6, et les deux EL3, composant le multivibrateur. On remarquera que les deux tubes de gauche ainsi que ceux de droite ont une résistance de polarisation de cathode commune.

En fonctionnement, le courant plaque des EL3 monte et retombe alternativement à une cadence très rapide. Les cathodes des EF6 subiront donc une variation de potentiel, allant du point de fonctionnement normal jusqu'au « cut-off » (1) et même au delà. Cela signifie que les lampes *amplifieront à tour de rôle*, et comme leur charge anodique est commune et reliée par capacité à la plaque de déviation de l'oscillographe, on obtiendra bien le tracé simultané.

La fréquence de commutation est déterminée par les condensateurs C_1 et C_2 , ainsi que par les résistances de grille des EL3. On prendra $C_1 = C_2$, et compris entre 0,01 et 0,5 μF , selon la cadence de commutation désirée. On peut d'ailleurs employer un commutateur pour le branchement de ces condensateurs.

Un autre système (2) fait agir le multivibrateur sur les écrans des amplificateurs qui ont une cathode commune, ainsi que la charge anodique. Cette disposition permettrait l'emploi de lampes de puissance comme amplificateurs, d'où une plus large bande passante.

RÉALISATION D'UN OSCILLOGRAPHE

Si, pour certains appareils d'apparence pourtant simple, nous avons déconseillé la construction par l'artisan ou l'amateur, nous ne pouvons, au contraire, *qu'encourager l'expérimentateur à monter son oscillographe*. C'est, par excellence, l'outil précieux pour les recherches et le diagnostic, et il serait maladroit de vouloir s'en passer. D'un autre côté, bien qu'un générateur B.F. soit utile pour sa mise au

(1) Point où le courant anodique devient pratiquement nul.

(2) Voir Revue technique Philips, tome 3, N° 5 et l'article de l'auteur dans Toute la Radio N° III.

point, il n'est pas indispensable, et aucun autre appareil étalon, quel qu'il soit, n'est nécessaire. Mais quel montage choisirons-nous ?

157. Détermination du Montage.

Tout d'abord, *quel tube faut-il employer ?* En-dessous de 70 mm de diamètre d'écran (DG-7 ou 906), l'image devient trop petite pour être examinée avec facilité ;

nous ne conseillons donc pas de descendre plus bas. Toutefois, les tubes de 20 à 50 mm sont intéressants comme oscillographes de contrôle d'un phénomène ne demandant pas une étude détaillée.

Faut-il choisir un tube de 90, 110 ou 160 mm ? Ce n'est pas une nécessité. Ce qui compte, c'est d'avoir un spot très fin, et un tube est plutôt caractérisé par le rapport du diamètre du spot au diamètre de l'écran. Ce chiffre peut être plus favorable pour un petit tube que pour un grand. Une grande image est évidemment un agrément, mais demande aussi une amplification supplémentaire, ce qui est déjà plus délicat. Toutefois, des tubes de 70, 90 et 110 mm sont utilisables avec pratiquement peu de changement, les tensions et la sensibilité étant à peu près les mêmes.

Ensuite, *à quel travail est destiné l'oscillographe ?*

S'il s'agit uniquement de relever le trapèze de modulation d'un petit émetteur, ni base de temps ni amplificateurs ne sont nécessaires, et le tube et son alimentation suffit. Mais, en général, une *base de temps* est nécessaire ; son étendue de fonctionnement est à examiner selon le travail envisagé. Si elle monte jusqu'à 40 kHz, et étant donné que l'on examine encore facilement une onde de 5 périodes complètes, la limite pratique d'observation se situera vers 200 kHz.

Mais si on veut que cette fréquence soit transmise correctement par l'*amplificateur*, il faut qu'il soit à large bande (courbe de réponse plate jusqu'à 0,5 à 2 MHz). Or, cet organe ne possède qu'une faible amplification, 10 à 30 en général. Il faudra donc envisager 2 étages en cascade. Si le tube est fait pour l'attaque symétrique, une déphaseuse est à ajouter.

Toutefois, si la gamme acoustique est seule envisagée, un seul étage selon la figure F-27 peut suffire. Il donnera un gain de 50 à 100 fois.

158. Un Exemple de Réalisation.

L'auteur a décrit la construction d'un oscillographe universel particulièrement désigné pour l'usage du laboratoire (1). Nous ne pensons pas utile de donner

ici son schéma complet, car les parties composantes ont déjà été exposées plus haut. L'alimentation est montrée dans la figure F-14, la base de temps dans la figure F-21, et l'amplificateur dans la figure F-28. Le tube utilisé est un 906. Nous nous bornerons donc à signaler ici les particularités du montage.

L'appareil est monté dans un coffret allongé, la partie supérieure du panneau avant étant inclinée, de manière à faciliter l'observation,

(1) Voir Toute la Radio, N° 102 janvier 1946.

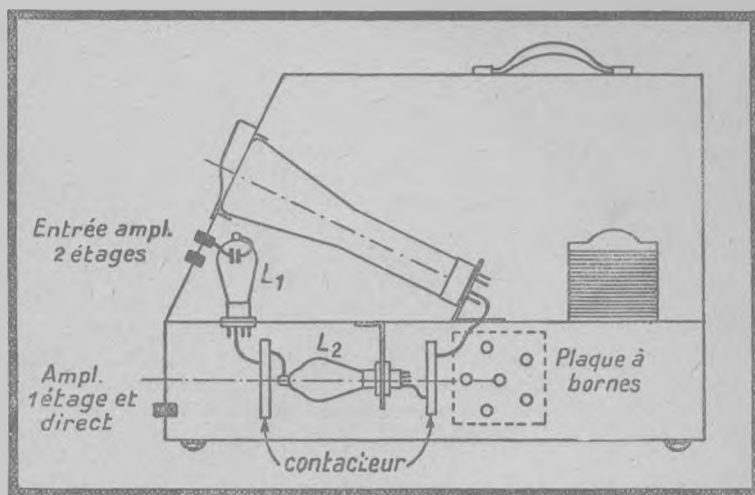


Fig. F-44. — Disposition intérieure de l'oscillographe.

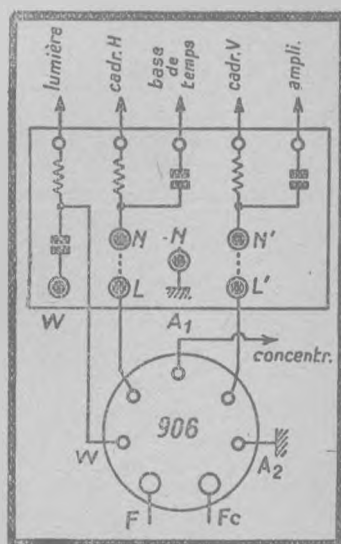


Fig. F-45. — Branchement de la plaque à bornes.

et munie d'une sorte de visière protégeant l'écran de la lumière directe (fig. F-44). L'axe du tube est perpendiculaire à la partie inclinée du panneau, de sorte que son support repose sur le châssis.

Les deux tubes amplificateurs montés en cascade sont placés l'un sur le devant à côté du panneau, l'autre couché sous le châssis. Ainsi, les liaisons sont-elles réduites au strict minimum, et les couplages nuisibles n'existent pratiquement pas. Les galettes du contacteur se trouvent tout près des électrodes à commuter.

Une *plaque à bornes* sur le côté, tout près des pieds du tube, permet l'accès direct aux électrodes, y compris au Wehnelt. La figure F-45 montre le branchement. En usage normal, il est nécessaire de relier NL et N/L'.

Le rayonnement magnétique du transformateur a été réduit en le faisant travailler à une faible induction (5 000 à 6 000 gauss). De plus, il était nécessaire d'entourer la partie cylindrique du tube par un bout de tuyau de chauffage en acier doux de 2 pouces de diamètre, garni intérieurement de feutre pour amortir les chocs. De la même façon a été protégé le haut du tube, supporté par un collier de 15 mm de largeur fixé au panneau avant.

Il y a, en tout, 10 boutons de commande : lumière, concentration, cadrage H et V, fréquence par bonds et progressif, synchronisation, amplification H et V, et commutation des amplificateurs. Les bornes correspondent à l'amplificateur 2 étages, un seul ou direct, synchronisation, prise à 50 Hz et plusieurs masses. Sur l'arrière, un support 5 broches américain permet, au moyen d'un cordon terminé par un bouchon correspondant, d'alimenter un vibulateur, un commutateur électronique ou autre montage accessoire. A cet effet, il distribue des tensions filament et anodique ainsi que celle de la base de temps.

Les figures qui se dessinent sur l'écran d'un tube cathodique parlent un langage qu'il faut savoir déchiffrer. Nous n'examinerons ici que quelques cas généraux, car une étude plus approfondie sortirait du cadre de ce livre (1). Voyons d'abord comment l'oscillographe montre ses propres imperfections, et ceci afin d'aider son créateur dans la mise au point.

159. Contrôle de l'Oscillographe par lui-même.

L'oscillographe une fois terminé doit être soumis à des essais variés qui montreront s'il est suffisamment exempt de défauts pour pouvoir se prononcer sur

les imperfections des montages qu'il aura à juger.

Environ 20 secondes après l'allumage, une tache ronde apparaîtra vers le milieu de l'écran. Au moyen des réglages de lumière et de concentration, on doit pouvoir le réduire à un point fin et assez lumineux. *Ne jamais laisser le spot très lumineux séjourner sur place, le point d'impact de l'écran devenant bientôt noir et insensible.* Si, au lieu d'un point, un trait apparaît sur l'écran, c'est le secteur qui nous joue un tour. Il faut d'abord mettre les plaques de déviation à la masse et, éventuellement, augmenter la capacité des condensateurs de filtrage, afin d'être sûr que ce n'est pas une induction statique à qui on a affaire. Si c'était le cas, il faudrait blinder fils, tubes et condensateurs. Si tout cela ne change rien, il y a lieu de renforcer le blindage du tube.

Mettons en route la base de temps. Une ligne droite horizontale se dessine. Si elle est inclinée, il faut tourner le tube. Si la ligne est

(1) Le lecteur pourra trouver des centaines d'oscillogrammes avec leurs explications dans le remarquable livre de J. Rider, « The cathode Ray Tube at Work ».

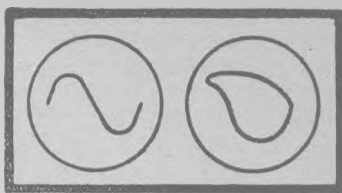
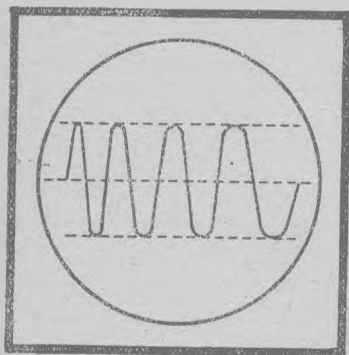


Fig. F-47. — L'image à gauche est synchronisée correctement, celle à droite est déformée par excès de synchronisation.

Fig. F-46. — Image reserrée due à une base de temps non linéaire.

ondulée, il y a induction de 50 Hz sur l'amplificateur vertical. La droite doit aussi être d'épaisseur uniforme ; retoucher à cet effet la concentration. S'il n'est pas possible d'avoir une ligne bien égale, c'est que le tube est mal corrigé, ce qui arrive, hélas ! bien souvent. C'est, en particulier, le cas d'un tube prévu pour attaque symétrique et utilisé dissymétriquement.

Attaquons l'amplificateur par une tension sinusoïdale provenant d'un générateur B.F., de la modulation d'une hétérodyne ou du secteur tout simplement. Une courbe mouvante se forme. Si la fréquence de balayage est le quart de la fréquence inconnue, on verra 4 sinusoïdes complètes sur l'écran, *qui doivent être identiques*. Une figure comprimée par endroits dénote d'un *manque de linéarité* dans la base de temps, et provient d'un mauvais réglage des tensions (fig. F-46). Ce défaut n'est d'ailleurs visible que sur un ensemble de plusieurs périodes.

Les figures qui apparaissent sur l'écran sont *mobiles*, car la stabilité de la base de temps n'est pas grande. Pour rendre les images fixes, il y a un *dispositif de synchronisation*, celle-ci doit être *dosable*. En effet, il est très important de donner à la base de temps l'impulsion

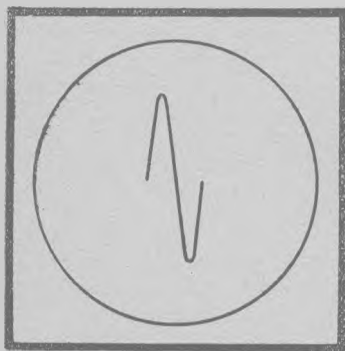


Fig. F-48. — Amplitude de balayage trop faible.



Fig. F-49. — L'amplificateur est saturé.

synchronisante d'amplitude juste suffisante; sinon, *la dent de scie se déforme et le balayage n'est plus linéaire*. La figure F-47 montre, à gauche, une période complète vue avec la synchronisation correcte, tandis qu'en intensifiant la synchronisation, on obtient l'image de droite, accusant de la distorsion.

L'amplitude du balayage doit être variable. On a quelquefois intérêt à étaler l'amplitude horizontale et la partie de l'image apparaissant sur l'écran permettra de mieux distinguer les courbures du haut et du bas de la courbe; par contre, une base de temps trop faible donnera des images comme celle de la figure F-48, et ne permet aucune observation.

En poussant l'amplification, l'image grandit et dépasse l'écran. Or, quelquefois, l'amplificateur est insuffisant pour délivrer la tension nécessaire sans distorsion appréciable. La figure F-49 montre comment un amplificateur saturé déforme l'onde (initialement pure), tandis que l'image de la figure F-50 provient tout simplement d'une polarisation incorrecte.

INTERPRÉTATION DES COURBES

160. Relation des Fréquences.

Si on observe une fréquence F_x sur l'écran d'un tube balayé linéairement à la fréquence F , le nombre n de périodes complètes reproduites est égal au rapport $n = F_x/F$. Ainsi, dans la figure F-51, on compte 5 sinusoïdes. Si le balayage est synchronisé (après réglage!) sur 50 Hz, F_x sera de 250 Hz.

La figure est plus compliquée si $n = F_x/F$ est un *nombre fractionnaire*. Examinons un exemple (fig. F-52) où 5 morceaux de courbe sont visibles. Le nombre de *boucles entières* compté sur le haut (ou le bas) de l'image est $n_1 = 5$. D'autre part, il y a deux lignes d'intersection horizontales A et B. En y ajoutant 1, on obtient le facteur $n_2 = \text{nombre de lignes d'intersection} + 1$. Ici, $n_2 = 3$. Le

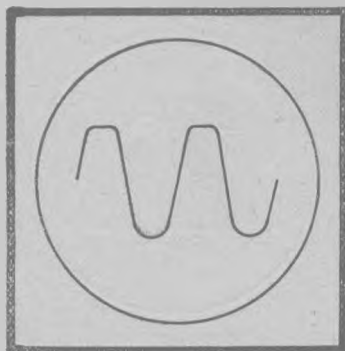


Fig. F-50. — La polarisation de l'amplificatrice est fautive.

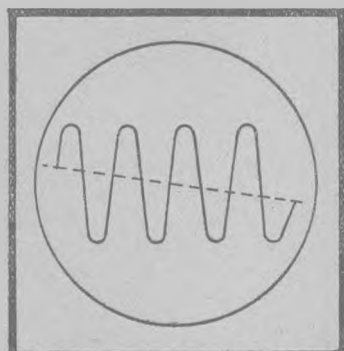


Fig. F-51. — F_x est 5 fois plus grande que la fréquence de la base du temps.

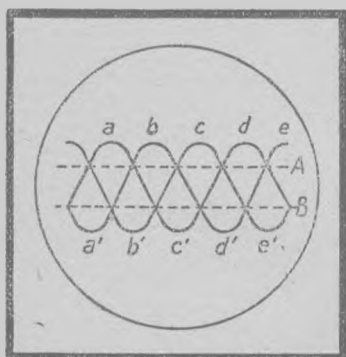


Fig. F-52. — Le rapport est fractionnaire : $F_x/F = 5/3$.

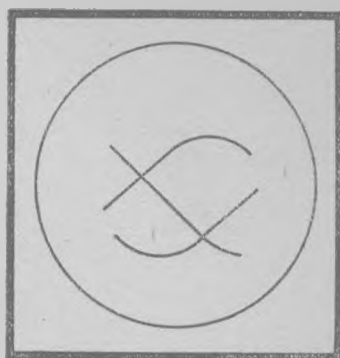


Fig. F-53. — F_x est inférieure à F . Ici $F_x = F/3$.

rapport $n = F_x/F$ est donné par $n = n_1/n_2$, ce qui fait $n = 5/3$. Donc, si la base de temps est réglée à 300 Hz, F_x sera de :

$$300 \times 5/3 = 500 \text{ Hz.}$$

Enfin, si F_x est inférieure à F , la figure prend l'aspect d'un cylindre transparent fictif sur lequel sont tracées des portions d'hélice (fig. F-53). D'ailleurs, si les deux fréquences ne sont pas bien fixes, on a bien l'impression que le tambour porteur des lignes lumineuses tourne autour de son axe, qui est horizontal. Pour connaître le rapport n , il suffit de compter le nombre de courbes, soit n_3 (ici, $n_3 = 3$). On aura $n = F_x/F = 1/n_3$, d'où $F_x/F = 1/3$. Si $F = 300$ Hz, F_x sera de 100 Hz.

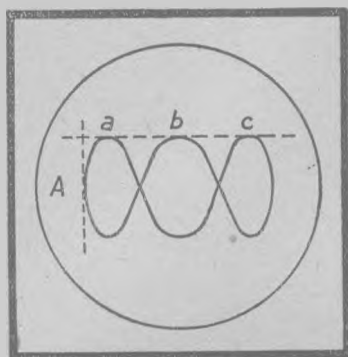
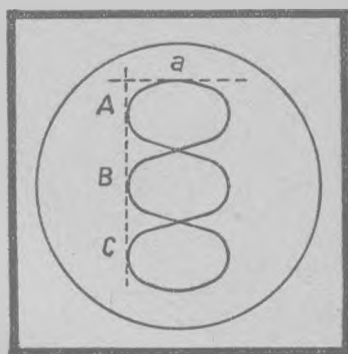
161. Valeur pratique de la Méthode.

méthode n'est guère utilisable à la mesure des fréquences, et cela pour plusieurs raisons. Tout d'abord, une base de temps n'est jamais étalonnée en fréquences ou, si elle l'est, c'est d'une façon trop vague. Il faut donc la régler d'abord sur une oscillation de fréquence connue. Ensuite, les images sont continuellement en mouvement, à moins

Nous avons tenu à donner ci-dessus la façon de faire pour déterminer une fréquence inconnue au moyen de la base de temps. Or, en pratique, cette



Fig. F-54. — Trois aspects différents pour le rapport $F_v/h = 2$.

Fig. F-55. — Ici, $F_v/F_h = 3$.Fig. F-56. — Pour $F_v/F_h = 1/3$, la figure précédente est tournée de 90.

que l'on ne pousse si peu que ce soit la synchronisation. De ce fait, la fréquence en dent de scie se déplace et perd toute valeur comme fréquence étalon.

En somme, la base de temps a essentiellement pour objet l'étude de la *forme de l'onde*, dont la *fréquence* peut être examinée au moyen d'une courbe de LISSAJOUS. Néanmoins, si le calcul simple indiqué dans le chapitre précédent permet à l'opérateur de se rendre compte si la base de temps fonctionne à une fréquence plus haute ou plus basse que F_x , notre exposé n'aurait pas été vain.

162. Courbes de Lissajous.

ces courbes sont fermées.

Toutes ces figures semblent être à trois dimensions et tournent autour d'un axe, si elles sont produites par des fréquences variables l'une par rapport à l'autre. Selon la phase respective entre les deux tensions, l'observateur voit la courbe (qui semble être en relief) sous un autre angle. Ainsi, la figure F-54 représente trois aspects de l'image obtenue pour un rapport $F_x/F = 1/2$, F étant toujours la fréquence appliquée dans le sens horizontal, comme précédemment.

Comment peut-on établir, d'après une image de ce genre, le rapport entre les deux fréquences, et laquelle des deux est plus grande que l'autre ? C'est ce que nous allons voir maintenant.

Considérons la figure F-55. La tangente horizontale qui délimite le haut (ou le bas) de la figure touche les 3 sommets a , b et c , tandis que la tangente latérale n'en rencontre qu'un. Le rapport entre les deux fréquences est égal au rapport des nombres de boucles dans chaque sens, donc ici $3/1$ ou $1/3$. Quel est le bon ?

La réflexion est simple. La tension appliquée aux plaques horizontales n'a produit qu'une boucle, alors que celle branchée aux plaques verticales en a causé trois. De ce fait, la *fréquence de la dernière est plus élevée*, et si F (dans le sens horizontal) est égale à 100 Hz, F_x sera égale à $F \times 3/1 = 300$ Hz.

Dans le cas où l'image se présenterait tournée de 90° (fig. F-56), on aurait $F_x = F/3 = 33\frac{1}{3}$ Hz.

Comme, dans de bonnes conditions et sur un écran pas trop petit, on peut compter jusqu'à 10 boucles, il est possible en partant d'une fréquence étalon de par exemple 1 000 Hz, d'étalonner un générateur B.F. entre 100 et 10 000 Hz. Toutefois, ce comptage est assez fatigant à faire et devient particulièrement exaspérant si l'image n'est pas tout à fait fixe. Pour cette raison, on préfère, aussi souvent que cela est possible, d'utiliser l'étalonnage à l'égalité des fréquences. Dans ce cas, l'image est une droite, une ellipse ou un cercle, selon les conditions de phases et d'amplitudes respectives.



ÉTALONS D'IMPÉDANCE

Les impédances prises comme étalons ont des avantages importants par rapport aux sources ou instruments utilisés comme tels : elles sont beaucoup plus stables, moins encombrantes, moins chères et ne demandent pas de sources auxiliaires. C'est pour cette raison que les mesures au pont donnent sans complications une précision importante et de ce fait sont préférables aux méthodes directes.

RÉSISTANCES

Nous ne parlerons point ici de la si fragile colonne de mercure qui constitue l'étalon international de résistance, ni des résistances de précision de 0,01, 0,1 et 1 Ω enfermées dans des récipients à remplissage d'huile. Seul sera envisagé ici le matériel effectivement employé au laboratoire.

163. Valeurs employées.

On réalise des résistances comprises pratiquement entre 0,000 1 Ω et 10 M Ω et davantage, ce qui fait déjà une étendue de 10^{11} . Pratiquement, le labora-

toire radioélectrique n'utilise guère que les valeurs à partir de 1 Ω et jusqu'à 10 M Ω . Dans cette gamme, ce sont les valeurs moyennes qui sont les plus faciles à réaliser, entre 10 Ω et 10 000 Ω .

Jusqu'à 10 000 Ω (et parfois davantage), les résistances de précision sont *bobinées*, procédé qui deviendrait onéreux et encombrant pour les valeurs encore plus fortes. On emploie donc de plus en plus des résistances du type radio, qui sont constituées soit par une mince pellicule de composé de carbone déposé sur un tube de porcelaine, soit par des bâtonnets en matière résistante agglomérée. Ces dernières sont moins sensibles aux chocs (qui détruisent facilement la pellicule active des résistances à couche), mais sont (tout au moins à l'heure actuelle) moins constantes et moins précises. De plus, aux fréquences élevées, et grâce à l'effet pelliculaire, leur valeur augmente.

On obtient des résistances au carbone dans toutes les valeurs comprises entre 50 Ω et 10 M Ω . Leur précision normale est de 5 à 20 %, mais elles sont également fournies à 1 et même 0,5 %. Aller plus loin serait de la folie, car leur stabilité est loin d'être grande. En plus du coefficient de température, qui est généralement négatif (contrairement aux métaux), il existe encore un coefficient de tension, essentiellement variable en grandeur et signe selon les modèles.

164. Constitution de la Résistance bobinée.

quelquefois émaillé. Le manganin (de couleur cuivre) est préféré au constantan (couleur argent) en raison de son potentiel thermo-électrique bien inférieur pour le premier ($1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ contre $40 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$), et cet argument a toute son importance dans la confection des shunts d'ampèremètres à gros débit. De plus, le coefficient de température du manganin est de 0,000 01, contre 0,000 04 du constantan (par $^\circ\text{C}$ entre 0 et 100°C). Ces valeurs sont tellement faibles comparées au coefficient du cuivre qui est de 0,004, que l'on peut généralement les négliger. Enfin, et ceci est un argument de poids, le manganin se soude très facilement, ce qui n'est pas le cas du constantan. Le tableau qui suit donne des valeurs numériques pour l'emploi des fils résistants.

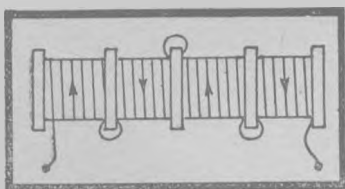


Fig. G-1. — Résistance à faible self-induction.

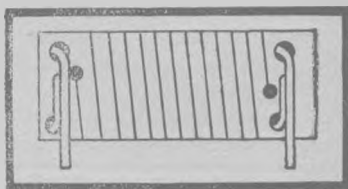


Fig. G-2. — Enroulement sur support mince.

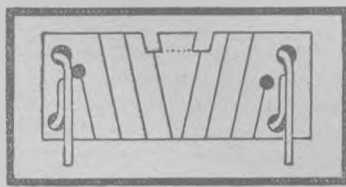


Fig. G-3. — Enroulement sur support mince, chaque moitié étant bobinée en sens inverse.

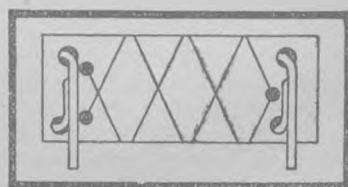


Fig. G-4. — Enroulement AYRTON-PERRY.

Ces fils sont enroulés sur une carcasse. Aux temps héroïques du courant continu, c'était une simple bobine, en général en ébonite. Depuis l'apparition du courant alternatif dans les laboratoires, la chose s'est quelque peu compliquée, car on s'est rendu compte que la résistance est associée à une capacité entre couches de fil ainsi qu'à une self-induction. Une telle impédance composée, dont on ne connaît généralement que la composante résistive, est *inutilisable* pour les mesures en courant alternatif. On s'est donc efforcé de confectionner des résistances pratiquement pures, c'est-à-dire avec L et C négligeables. Un certain nombre de montages sont utilisés à cet effet et varient selon la longueur du fil employé.

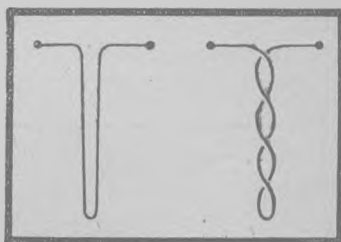
165. Les Modes d'Enroulement.

disposées l'une contre l'autre. La self-induction de l'ensemble est très faible, en raison des flux magnétiques opposés. De plus, comme l'entrée et la sortie se trouvent aux extrémités, la capacité est faible. (fig. G-1). Cependant, ce type d'enroulement ne convient qu'aux basses fréquences.

Les résistances de 100 à 10 000 Ω sont généralement montées sur de minces feuilles de mica ou de bakélite selon la figure G-2. Comme la section embrassée par les spires est faible, le flux est faible lui aussi, et la self-induction de même. A condition d'exécuter l'enroulement en couche unique, la capacité répartie est faible elle aussi.

Lorsque la longueur du fil est grande ($R > 10\,000\ \Omega$), on peut réaliser l'enroulement par galettes identiques à sens renversé alternativement, et dis-

Fig. G-5. — Résistance montée en épingle à cheveux (à gauche), ou en torsade (à droite).



On peut cependant faire mieux en renversant le sens de l'enroulement au milieu et en ayant soin de mettre autant de spires dans un sens que dans l'autre. Ce modèle de résistance est utilisé en H.F.

Si on veut faire mieux encore, on peut réaliser le mode d'enroulement dû à AYRTON-PERRY, qui, bien exécuté, donne une self-induction nulle. Malheureusement, il est bien plus compliqué (fig. G-4). La résistance est constituée par 2 brins de résistance double, montés en parallèle, mais enroulés en sens opposés. Il doit y avoir exactement autant de spires pour chaque brin. Cette résistance ne convient donc qu'aux faibles valeurs (1 à 100 Ω). Son avantage supplémentaire est de réduire l'augmentation de résistance due à l'effet pelliculaire aux fréquences élevées.

Enfin, les fils gros et courts sont montés en épingle à cheveux, de préférence torsadée, afin d'annuler l'effet des champs extérieurs.

Il reste encore un cas spécial à traiter, celui de la résistance employée dans le circuit de mesure des Q-mètres. Cette résistance a environ 0,05 Ω selon les modèles, et sa réalisation est délicate. Le fil doit être aussi fin que possible, afin de le soustraire à l'effet pelliculaire, ainsi que pour diminuer sa longueur, donc sa self-induction, dont l'inductance peut être bien supérieure à une aussi petite résistance. Pratiquement, ce sera un fil de quelques mm de longueur, ajusté exactement à la lime, et serré de part et d'autre entre des blocs épais de liaison ou de cuivre.

166. Ajustage des Résistances.

Il n'est pas difficile de réaliser des résistances à 0,5 % près, à condition de disposer d'un *pont de mesures qui donne cette précision*. La difficulté réside dans l'ajustage de la longueur du fil, qui, dans ce cas, doit être exacte à 0,5 % près.

Si le fil employé n'est pas trop fin, on peut le bobiner de manière à être à 2 % près. Si c'est en trop, on peut souder le fil (préalablement dénudé) contre un fil de cuivre sur une longueur de quelques cm ou mm. Dans le cas contraire, il est possible d'augmenter la valeur en diminuant légèrement l'épaisseur du fil au moyen d'une petite lime extra-douce.

Dans le cas des fils fins, ces méthodes ne sont pas applicables. On confectionne alors une résistance 2 à 5 % trop faible, et on ajouter quelques spires de fil plus fort (donc plus facile à ajuster). De toute manière, la précision sera d'autant meilleure que le fil est plus long et, sauf en H.F., on a intérêt à choisir un fil plus fort plutôt que plus fin.

Les résistances terminées sont recouvertes d'une couche de vernis à la gomme-laque ou tout simplement de vernis à l'alcool, afin de maintenir les brins en place.

167. Le Skin-Effect ou Effet pelliculaire.

Aux fréquences élevées, les électrons ne sont plus uniformément répartis sur toute la section du conducteur qu'ils traversent, mais en raison du champ magné-

tique dont ils sont la cause, leur densité est plus grande sur la périphérie qu'à l'intérieur du conducteur. Parmi les effets multiples qui en résultent, il y en a un qui intéresse les résistances bobinées. Du fait qu'une partie du fil, l'âme, ne sert plus à l'acheminement des électrons aux fréquences élevées, *la section utile se trouve diminuée, et le conducteur a une résistance apparente plus élevée* en H.F. qu'en B.F. ou en courant continu.

Nous faisons volontairement abstraction ici des lois et formules relatives à la question. Par contre, le tableau qui suit donne, pour différents matériaux, le *diamètre maximum en fonction de la fréquence*, pour lequel l'écart entre les résistances en continu et en alternatif n'excède pas 1 %. Il va de soi qu'un fil plus fin est toujours permis, à condition que la densité du courant qui le traverse ne soit pas trop forte. Dans ce tableau, le diamètre est exprimé en centièmes de mm.

Matériau	100 kHz	100 kHz	1 MHz	6 MHz	20 MHz	60 MHz	300 MHz
Cuivre	35,6	17,7	11,2	4,57	2,51	1,45	0,65
Platine	112	56	35,4	14,4	7,83	4,56	2,05
Manganin . . .	178	89,2	56,4	23	12,6	7,3	3,26
Constantan .	189	94,6	59,8	24,4	13,4	7,75	3,46
Graphite . . .	765	383	242	98,8	54,2	31,2	14
Carbone	1 600	801	506	206	113	65	29

168. Caractéristiques des Fils résistants.

La colonne I_m donne le courant maximum admissible (en A), en admettant une densité de courant de 3 A/mm². Pour des fils espacés et bien aérés, ce chiffre peut être augmenté sans inconvénient.

D mm	S mm ²	Résistance en Ω /m pour			I_m (A)
		Constantan	Manganin	Nickel-Chrome	
0,03	0,000 7	714	608	1 550	0,002
0,05	0,002	255	219	558	0,006
0,08	0,005	99,5	85,5	218	0,015
0,1	0,008	63,7	54,7	139	0,024
0,15	0,018	28,3	24,3	62,5	0,054
0,2	0,031	15,9	13,7	34,5	0,093
0,25	0,049	10,2	8,76	22,4	0,147
0,3	0,071	7,07	6,08	15,6	0,213
0,4	0,126	3,97	3,42	8,73	0,378
0,5	0,196	2,54	2,19	5,62	0,588
0,6	0,283	1,76	1,52	3,89	0,849
0,8	0,503	0,995	0,85	2,18	1,51
1,0	0,785	0,637	0,55	1,43	2,35
1,5	1,767	0,282	0,24		5,30
2,0	3,142	0,159	0,14		9,43
3,0	7,069	0,071	0,61		21,2

169. Boîtes à Résistances.

Dans la pratique du laboratoire, les résistances sont essentiellement utilisées sous la forme de décades, permettant de choisir avec une progression constante et toujours décimale les valeurs comprises entre 0 et la limite supérieure. Ainsi, la décade des milliers donnera 0, 1 000, 2 000, 3 000... 10 000 Ω , et quelquefois 11 000 Ω .

Ces décades sont assemblées dans des boîtes, qui en comportent 1, 2, 3, jusqu'à 6 progressions, chacune 10 fois plus forte que la précédente. La figure G-6 montre une boîte à deux décades. Ces ensembles descendent à 1, et parfois même à 0,1 Ω , pour atteindre 10 $\times$ 10 000 ou même 10 $\times$ 100 000 Ω .

Dans le laboratoire radio, la décade de 0,1 Ω est inutile, et celle de 1 Ω n'est pas indispensable. Par contre, il est bon de monter jusqu'à 1 M Ω , ce qui n'existe pas toujours dans les boîtes anciennes. Dès l'achat, il importe de s'assurer si l'enroulement des fils est non-inductif. On trouve quelquefois des « occasions » qui ne répondent pas à cette exigence et dont l'emploi serait de ce fait limité au seul courant continu.

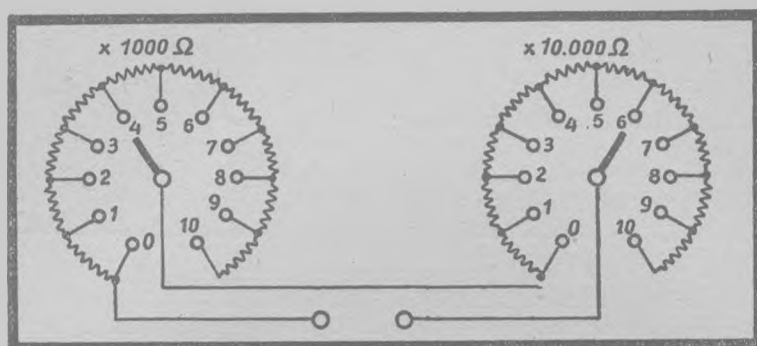


Fig. G-6. — Décade double 1.000 à 100.000 ohms.

1 Le Contacteur rotatif.

Dans les anciennes boîtes, le choix des résistances se fait par déplacement de fiches coincées entre des blocs épais de laiton. Ce système a été complètement remplacé aujourd'hui par des *contacteurs rotatifs*, dont le maniement et la facilité de lecture constituent un progrès important. La rotation doit être *douce*, mais à *enclenchement sûr*, et la *résistance des contacts doit être négligeable*. Cela signifie que si la boîte descend à $1\ \Omega$, et que sa précision doit être de 1 %, que la résistance de contact devra être bien inférieure à $0,01\ \Omega$. C'est à cause de cette difficulté qu'il n'est pas aisé de descendre en-dessous de $0,1\ \Omega$. Les galettes des contacteurs rotatifs du commerce doivent être envisagées avec une certaine méfiance. On les emploie toutefois dans les décades, en ayant soin d'en accoupler 2 ou même 3 en parallèle.

D'autres commutateurs, de réalisation plus mécanique, comportent de larges plots en laiton épais et un frotteur composé de plusieurs lames minces en cuivre ou laiton écaillé. Il faut qu'il reste entre ces lames un intervalle, afin que chacune possède toute son élasticité. Dans certains modèles, la ligne de contact de chaque lamelle est perpendiculaire au rayon du levier de commande ; cette disposition est moins favorable que celle des balais inclinés, car à la longue les lames scient des rayures tangentielles dans les plots.

Dans les décades modernes, le mécanisme de commutation est protégé par une platine, ce qui empêche les contacts de se salir rapidement. Aussi, l'ensemble bénéficie-t-il d'une présentation plus esthétique.

Toutefois, malgré une belle présentation « mécanique », il arrive que la résistance de contact d'un commutateur « professionnel » soit plus grande que celle d'une vulgaire galette. Il est facile de la mesurer (fig. G-7). Au moyen d'un rhéostat et d'un accumulateur, on fait passer un courant de 1 A (mesuré par l'ampèremètre A dans les pièces en contact, et on mesure la chute de tension produite au moyen d'un millivoltmètre sensible mV. Chaque mV mesuré correspond à $1/1\ 000\ \Omega$.

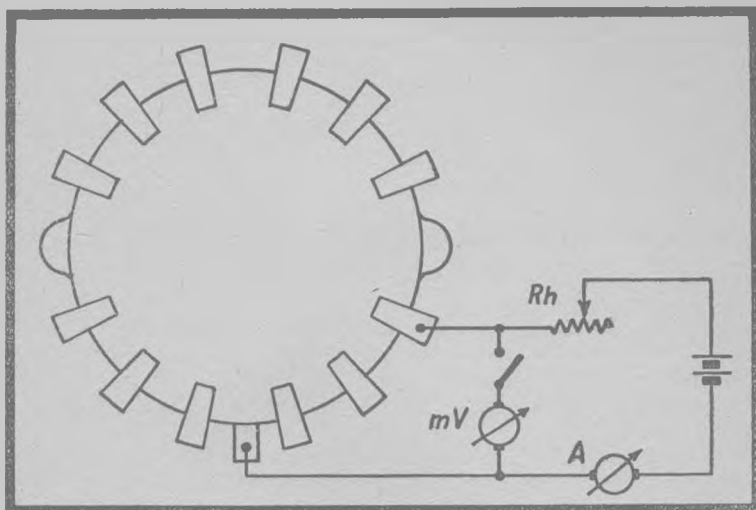
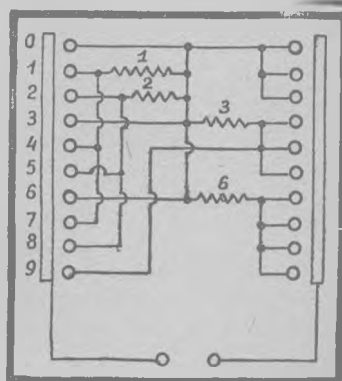


Fig. G-7. — Mesure de la résistance de contact d'un contacteur.

Fig. G-8. — Schéma d'une décade économique, ne comportant que 4 résistances pour 9 valeurs.

171. Décades économiques.

Les décades de la figure G-6 comportent 10 résistances égales chacune, et ces résistances, lorsqu'elles sont de précision, coûtent cher. Il existe des *décades économiques*, qui remplissent la même fonction en employant un nombre moindre d'éléments, au prix toutefois d'une commutation un peu plus compliquée. La figure G-8 montre un exemple de décade de 0 à 9, avec seulement 4 résistances, et une commutation double. Il existe beaucoup de schémas analogues.



CONDENSATEURS

De même que pour les résistances, la gamme des capacités que l'on rencontre dans la pratique est énorme : de 0,1 pF (capacités interélectrodes d'une penthode) jusqu'à plus de 1 000 μF (filtrage basse tension), soit un rapport de 10^{10} .

Pour les mesures, on se sert couramment des valeurs comprises entre 1 pF et 1 (ou parfois 10) μ F. Ces condensateurs sont à air (fixes ou variables jusqu'à 500 ou 1 000 pF), au mica (10 à 50 000 pF) et au papier (10 000 pF à 10 μ F). Les chimiques et électrolytiques ne sont pas utilisés comme étalons, en raison de leur instabilité et du fait que leur capacité dépend de la tension, de la température, etc... Les condensateurs au mica sont plus stables et ont des pertes diélectriques moindres que ceux au papier, mais sont coûteux au-dessus de 1 000 pF.

172. Condensateurs variables étalonnés.

Cependant, en simplifiant la production, la qualité n'a pas toujours été augmentée, de sorte que le C.V. standard de réception ne doit pas être considéré comme une pièce de précision. Cependant, très souvent il est suffisant pour les travaux courants, et il est bon d'en monter un dans un petit coffret, muni d'un démultiplicateur. Le tout peut être étalonné à 1 ou 2 % près et rendra de grands services.

L'établissement d'un C.V. de précision est un travail qui est plutôt du ressort du mécanicien, car la question de l'isolement et de la réduction des pertes est facilement résolue en utilisant des pièces en porcelaine, stéatite ou quartz pour la fixation de lame mobile.

Le problème délicat à résoudre est celui de la rigidité. En effet, il faut éviter que les lames fixes se déplacent par rapport aux mobiles, car la capacité augmente alors, quelquefois assez fortement. Le déplacement dans le sens de l'axe se produit sous l'effet de la température. Il importe donc de prendre des matériaux à faible coefficient de dilatation, tels que le maillechort ou l'invar, tout au moins pour les pièces dont la déformation est susceptible de provoquer un déplacement des lames. D'autre part on augmente l'espace entre lames, ce qui a pour effet de réduire l'influence de la dilatation. Pour être indéformables, les lames seront en métal épais ; quelquefois, le bloc est obtenu par fraisage de rainures dans une pièce pleine venue de fonderie.

Le démultiplicateur doit être aussi soigné que le C.V. On lui applique de savants principes de la mécanique de précision : engrenages hélicoïdaux à rattrapage de jeu, axe libre entre les flasques afin d'éviter leur déformation, etc. Plusieurs maisons sérieuses dans tous les grands pays en fabriquent d'excellents modèles. Le type normal pour l'usage de laboratoire est celui à variation linéaire de capacité ; toutefois, des modèles spéciaux (logarithmiques, linéaires en longueur d'onde et le « square law ») existent aussi.

173. Les Capacités réparties.

A l'origine, le C.V. a été créé en vue de son utilisation dans les ondemètres, et ce n'est que la technique de réception qui en a fait un objet très courant.

Lors de l'utilisation d'un C.V. gradué en capacité, il ne faut jamais perdre de vue qu'en plus de celle localisée dans la boîte, il y a les capacités réparties des

fils de liaison, du câblage, etc., en sorte que pour de faibles valeurs,

la lecture peut être assez différente de la réalité. Pour cette raison, il faut préférer à la mesure directe la méthode de la différence.

Supposons que soit à mesurer une faible capacité, d'environ 10 pF, par exemple une capacité entre électrodes, et que l'on procède par comparaison directe. On choisit un principe de substitution (1). Il serait absurde de remplacer C_x par le condensateur étalon avec ses fils. Il faut plutôt laisser le C.V. branché en permanence, lire les valeurs avec et sans C_x en parallèle, et faire la différence.

Pour obtenir des valeurs plus faibles de capacité avec un C.V.

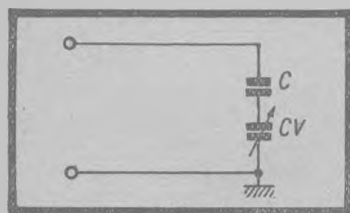


Fig. G-9. — Etallement de la gamme d'un CV par montage en série d'un padding C.

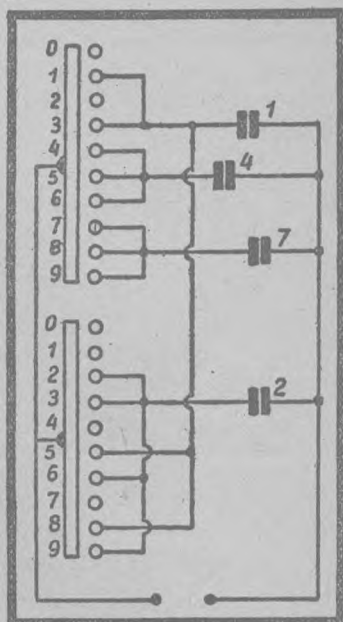


Fig. G-10. — Décade économique de condensateurs, ne comportant que 4 éléments pour 9 valeurs de capacité.

donné, on le monte en série avec un condensateur C de valeur mesurée, et on déduit la capacité totale C_t par la formule :

$$C_t = \frac{C \times CV}{C + CV} \quad (\text{fig. G-9}).$$

Ainsi, par exemple, si la valeur du C.V. varie de 15 à 500 pF et $C = 50$ pF, la variation obtenue est de 11,5 à 45,5 pF, ce qui donne un bon étallement de l'étalonnage.

174. Décades à Condensateurs.

entre 1 000 pF et 1 ou 10 μ F, les valeurs inférieures étant obtenues

Comme pour les résistances, il est commode de grouper les condensateurs par décades dans des boîtes appropriées, qui couvrent généralement l'intervalle

(1) Voir le Manuel des Mesures.

par un C.V. La commutation à réaliser n'est pas la même que dans les décades à résistances ; il faut soit mettre en parallèle des unités identiques (ce qui demande un commutateur spécial), soit brancher chaque fois un condensateur d'une unité plus fort que le précédent, ce qui est assez onéreux.

On préfère donc réaliser des *décades économiques* à seulement 4 éléments ; la figure G-10 en montre un exemple. Pour la réalisation, il faut un commutateur à 2 galettes, 1 circuit. La résistance de contact est sans influence ; par contre, pour les valeurs inférieures à 1 000 ou 5 000 pF, il y a lieu de se méfier des *capacités réparties* qui peuvent venir s'ajouter et fausser la lecture.

Jusqu'à 10 000, et parfois même 50 000 pF, les condensateurs employés sont généralement au mica. Pour les valeurs supérieures, on choisit de très bons modèles au papier, à forte tension d'essai. L'ajustage de la valeur exacte se fait en ajoutant au condensateur choisi un peu faible un autre de capacité d'appoint. Le facteur de puissance d'un bon condensateur fixe doit être faible : 0,2 à 0,02 %.

BOBINAGES

Cette troisième sorte d'impédance se trouve déjà bien moins souvent au laboratoire, puisque les ponts de mesure déduisent presque toujours la self-induction d'une bobine des étalons de capacité et de résistance. Cependant, un laboratoire bien équipé ne saurait être dépourvu d'au moins quelques étalons relatifs aux grandeurs des bobinages : self-induction et, si possible, induction mutuelle. Ces étalons peuvent être *fixes* ou *variables*.

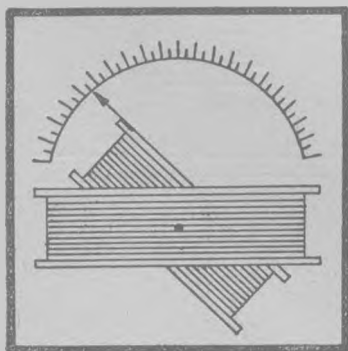


Fig. G-11. — Self-induction variable.

175. Etalons de Self-Induction.

Anciennement, les étalons de self-induction étaient constitués par de grosses poulies en marbre ou en porcelaine sur lesquelles était enroulé le fil. Actuellement, on préfère les enroulements en *nid d'abeilles*, en *fond de panier* ou en *spires espacées* sur tube de carton bakélinisé. Les modèles de précision sont montés sur des tubes à gorges indéformables en stéatite, avec une capacité répartie aussi faible que possible.

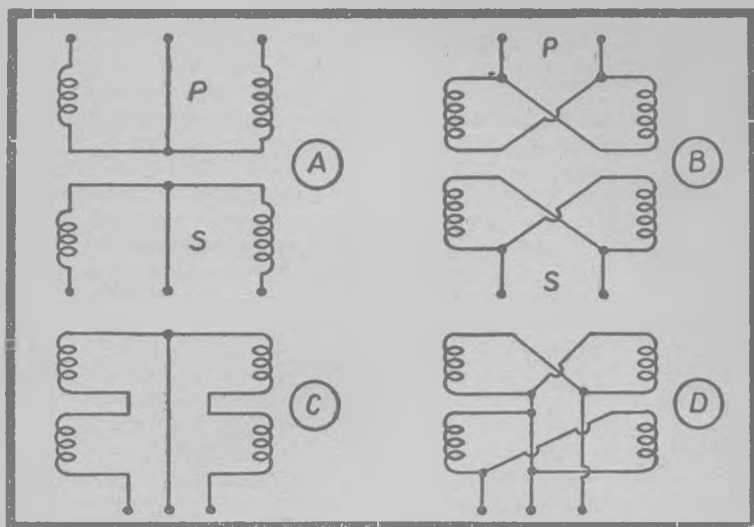


Fig. G-12. — Les 4 groupements intéressants des fractions des bobinages.

Pour éviter les courants de **FOUCAULT**, il est nécessaire d'éliminer toute pièce métallique du champ. Le fer, même en poudre comprimée, est à proscrire, puisqu'il fait varier l'induction selon la fréquence, et quelquefois encore en fonction d'autres facteurs.

Pour les bobinages à une seule couche, jusqu'à 500 μH environ, le meilleur facteur de forme est obtenu en prenant le diamètre du tube égal à trois fois la longueur de l'enroulement, l'espacement étant égal au diamètre du fil. Au-dessus de 100-500 μH , on utilise des nids d'abeille, de préférence de section approximativement carrée. De tels bobinages sont excellents pour faire des ondemètres, et, inversement, les bobinages d'ondemètres peuvent avantageusement être utilisés comme étalons de self-induction.

176. Induction mutuelle.

Dans le laboratoire radioélectrique, leur utilité est moins évidente. On obtient une induction mutuelle pour les mesures en enroulant ensemble côte à côte les deux fils du primaire et du secondaire, et on se trouve alors en présence d'un couplage aussi serré que l'on peut considérer que l'induction mutuelle M est égale à la self-induction L .

Ces appareils sont essentiellement utiles à l'étalonnage des galvanomètres ballistiques, car ils permettent de connaître avec précision une *quantité d'électricité*.

177. Self-Inductions variables.

Il est très commode de pouvoir disposer pour les mesures de self-induction variables, dont le principe est connu depuis longtemps des anciens de la radio,

qui se rappellent bien le *variomètre* d'antan.

On peut construire sans trop de difficulté un tel système (fig. G-11), en n'oubliant toutefois pas que toutes les pertes doivent être minimisées. Les deux bobines peuvent être fractionnées en deux, et toutes les sorties ramenées à des bornes, en permettant un certain nombre de branchements et en créant de ce fait autant de possibilités. La figure G-12 montre ce que l'on peut faire avec les 4 bobines ainsi obtenues (d'après SCROGGIE), L désignant toujours la self-induction, et M l'induction mutuelle.

A est une induction mutuelle symétrique au primaire et au secondaire, avec une variation allant de $-2M$ à $+2M$. En B, les enroulements sont en parallèle; la variation est de $-M/2$ à $+M/2$. En C, tout est connecté en série pour obtenir une self-induction comprise entre $4(L - M)$ et $4(L + M)$. Si M est bien inférieur à L (ce qui est avantageux ici), la plage couverte sera intéressante. Enfin, en D, tout est en parallèle, et on obtient les valeurs entre $L - M$ et $L + M$.

Ces valeurs sont seulement approximatives, à cause des couplages entre les bobines qui ne sont pas placées l'une à côté de l'autre; mais on se rend compte du grand intérêt que peut présenter un tel « variomètre » pour un pont de mesure en alternatif, où M peut varier de façon continue d'une valeur positive à une valeur négative.

FIN

TABLE DES MATIÈRES

(Les nombres entre parenthèses indiquent les pages)

Avertissement de l'Éditeur	4
Préface de l'Auteur	5
SECTION A. — Le laboratoire dans son ensemble	7
1. But d'un laboratoire (7). - 2. Installations (8). - 3. Agencement (9). 4. Installation électrique (10). - 5. Construction ou achat (12). - 6. Présentation des appareils (12). - 7. Le rack téléphonique (13). - 8. Le montage improvisé (14). - 9. Outils (15). - 10. Fils de connexion (16). 11. Appareils de base (17). - 12. Accessoires (21).	
SECTION B. — Les mesures	22
13. Qu'est-ce qu'une mesure ? (22). - 14. Principe d'une mesure (24). 15. Sensibilité de la mesure (24). - 16. Interpolation et extrapolation (25). 17. Nécessité de la notion : erreurs de mesure (25). - 18. Calcul des erreurs (25). - 19. Unités et notations (27).	
SECTION C. — Sources de tensions	29
20. Classification en trois catégories (29). - 21. Applications du continu (29). - 22. Piles, accumulateurs ou redresseurs (30). - 23. En résumé (30). - 24. Secteur continu (31). - 25. Emploi des accumulateurs (31). - 26. Alimentation sur secteur (32). - 27. Division en trois groupes (33). - 28. Le montage oscillateur (34). - 29. Quelle est la tension aux bornes du C. O. ? (35). - 30. Différents types d'oscillateurs (35). - 31. Les vrais et faux " ECO " (36). - 32. Stabilisation des oscillateurs (38). - 33. Stabilisation par résistances (39). - 34. Stabilisation par commande automatique d'amplitude (C.A.A.) (40). - 35. Conditions de meilleure stabilité (40). - 36. Le dynatron (41). - 37. Modulation d'un oscillateur (43). - 38. Oscillatrice-modulatrice unique (44). 39. Modulatrice-séparée (45). - 40. Accidents de la modulation (46). 41. Exemple d'une hétérodyne modulée (46). - 42. Générateur H. F. (48). 43. Le rayonnement des générateurs H. F. (50). - 44. Notes sur les atténuateurs H. F. (51). - 45. Notes sur les bobinages (52). - 46. Remarques sur la modulation de fréquence (53). - 47. La pureté demandée (54). 48. Variation continue et points fixes (54). - 49. Oscillateurs B. F. simples (55). - 50. Introduction d'une contre-réaction (56). - 51. Oscillateurs à déphasage (56). - 52. Oscillateur à points fixes (57). - 53. Oscillateurs sans bobinages (58). - 54. Application du filtre à double T. (58). - 55. Exemple d'un oscillateur à double T. (60). - 56. Circuit de Wien (61). - 57. Oscillateur basé sur le circuit de Wien (62). - 58. Principe de générateur à battements (63). - 59. La stabilité de fréquence (63). - 60. La synchronisation (64). - 61. Distorsion harmonique (65). 62. Distorsion de fréquence (66). - 63. Eliminations des résidus H. F. (67). - 64. Réalisation du modulateur (67) - 65. Modulateur équilibré (68). - 66. L'amplificateur de sortie (70). - 67. Indicateur de zéro (71). 68. Avant-projet de générateur (72). - 69. Le C. V. utilisé (73). 70. Réalisation d'un générateur B. F. (73). - 71. Les signaux rectangulaires (74). - 72. Ecrêteur à diodes (76). - 73. Notes sur l'utilisation de l'écriteur (77). - 74. D'autres écrêteurs (78).	
SECTION D. — Instruments de mesures	79
75. Revue des appareils existants (79). - 76. L'instrument à cadre mobile (81). - 77. La question de la consommation (82). - 78. Examen d'un instrument (83) - 79. Voltmètres et ampèremètres (83). - 80. Compensation du coefficient de température (84). - 81. Le redres-	

seur (85). - 82. Particularités de redresseur (85). - 83. Caractéristique de fréquence (87). - 84. Autres données (88). - 85. Diodes comme redresseurs (88). - 86. Redresseur-limiteur de surtension (89). - 87. Voltmètre de sortie-outputmètre (89). - 88. Wattmètre de sortie (90). 89. Contrôleur universel (91). - 90. Construction ou achat ? (92). - 91. L'ohmmètre (92). - 92. L'ohmmètre-junior (94). - 93. Élimination de l'erreur due à la consommation (94). - 94. Remarques sur le branchement des shunts (95). - 95. Principe de l'opposition (97). - 96. Voltmètre à résistance infinie (97). - 97. Emploi d'un œil magique (98).

SECTION E. — Voltmètres électroniques.....99

98. Utilité des voltmètres électroniques (99). - 99. Principes employés (100). - 100. Détection-plaque (100). - 101. Compensation du courant de repos (101) - 102. Changement de sensibilité (102). - 103. Le voltmètre réflexe (103). - 104. Voltmètre du type mixte (104). - 105. Voltmètre d'opposition (105). - 106. Un exemple (107). - 107. Détection-grille (108). - 108. Montage en pont (109). - 109. Notes sur le diviseur de grille (110). - 110. Le "probe" (110). - 111. Détection Sylvania (111). - 112. Voltmètre à diodes (112). - 113. Fonctionnement du voltmètre à diode (113). - 114. Le montage complet (114). - 115. Construction d'un voltmètre à diode (115). - 116. Un modèle plus élaboré (116). - 117. Voltmètre très sensible (117). - 118. Avant de construire (117). - 119. Notes sur la détection parabolique (118). 120. Alimentation sur piles (119).

SECTION F. — L'oscillographe cathodique comme appareil de mesures. 120

121. Principe (120). - 122. Base de temps (123). - 123. Balayage sinusoïdal (124). - 124. Balayage en fréquence (125). - 125. Base polaire (125). - 126. Base spirale (127). - 127. Déviation magnétique (128). - 128. Tube à gaz (128). - 129. Déviation symétrique (129). 130. Règles générales (130). - 131. Redresseur (132) - Doubleur de tension (133). - 133. Attention ! danger ! (135). - 134. Le thyatron (135). - 135. Les deux solutions (136). - 136. Balayage amplifié (137). 137. Le thyatron avec lampe de charge (138). - 138. Base de temps à vide (139). - 139. Base "medium cut" (140). - 140. Cahier des charges de l'amplificateur (141). - 141. D'où vient la distorsion de fréquence (142). - 142. Amplificateur pour fréquences musicales (143). 143. Amplificateur à large bande (143). - 144. Lampes de déphasage (144). - Le principe (145). - 146. Deux buts différents (145). - 147. Méthodes de simple et double tracé (146). - 148. Le glissement de fréquence (149). - 149. Oscillateur modulé de fréquence (150). - 150. Oscillateur à battements (151). - 151. Un exemple numérique (152). 152. Mesure swing (152). - 153. Etalonnage du modulateur (153). 154. Vobulation en B. F. (153). - 155. Le tube à deux faisceaux (154). 156. Commutateur électronique (154). - 157. Détermination du montage (156). - 158. Un exemple de réalisation (156). - 159. Contrôle de l'oscillographe par lui-même (158). - 160. Relation des fréquences (160). - 161. Valeur pratique de la méthode (161). - 162. Courbes de Lissajous (162).

SECTION G. — Étalons d'impédance.165

163. Valeurs employées (165). - 164. Constitution de la résistance bobinée (166). - 165. Les modes d'enroulement (167). - Ajustage des résistances (168). - 167. Le skin-effect ou effet pelliculaire (168). 168. Caractéristiques des fils résistants (169). - 169. Boîtes à résistances (169). - 170. Le contacteur rotatif (170). - 171. Décades économiques (171). - 172. Condensateurs variables étalonnés (172). - 173. Les capacités réparties (172). - 174. Décades à condensateurs (173). 175. Étalons de self-induction (174). 176. Induction mutuelle (175). 177. Self-inductions variables (176).

Le présent ouvrage sera suivi
d'un autre volume portant le titre

MESURES RADIO

du même auteur

qui exposera la manière d'utiliser
les appareils décrits dans celui que
l'on vient de lire. Il aura pour

SOMMAIRE

Mesures des éléments de montage

(Résistances, condensateurs, bobinages H. F. et B. F.)

Mesures des lampes

Mesures des fréquences

Mesures sur les montages

(Amplificateurs B. F. et M. F., détection, changement
de fréquence, présélection, mesures sur un récepteur
complet, l'analyseur dynamique).

Mesures en ondes métriques

Stabilisation

Circuits spéciaux

La publication de ce nouveau volume
sera annoncée dans TOUTE LA RADIO

Les meilleurs livres techniques

Lexique Officiel des Lampes Radio , par GAUDILLAT. — Caractéristiques, culottage et remplacement de toutes lampes usuelles.....	80. »
Manuel de Construction Radio , par J. LAFAYE — Le montage et la construction expliqués dans leurs détails	60. »
La Pratique Radioélectrique , par A. CLAIR. — Etude d'une maquette de récepteur; Volume I : La Conception.....	70. »
Volume II : La Réalisation.....	110. »
Les Bobinages Radio , par H. GILLOUX — Etude théorique et pratique des bobinages H. F. et M. F.	100. »
La Modulation de Fréquence , par E. AISBERG. — Théorie et applications	100. »
Schémas de Radiorécepteurs , par L. GAUDILLAT. - Postes alternatifs et universels avec la valeur des éléments	100. »
La Radio? mais c'est très simple! par E. AISBERG. — Le meilleur ouvrage d'initiation.....	150. »
Méthode Dynamique de Dépannage et Mise au point , par E. AISBERG et A. et G. NISSEN, — Mesure des récepteurs et mise au point	120. »
Toute la Radio. — Revue mensuelle de radio. L'abonnement d'un an (10 numéros)	425. »
De l'Electricité à la Radio , par J. E. LAVIGNE. — Cours complet de Radiotechnique ; Tome I : Electricité.....	50. »
Tome II : Notions théoriques de Radio.....	120. »
Dépannage professionnel Radio , par E. AISBERG. - Méthodes modernes de Diagnostic et de réparations.....	60. »
100 Pannes , par W. SOROKINE. — Etude pratique de 161 pannes types. Diagnostic et remèdes.....	75. »
Schémathèque 40. — Schémas complets de 142 récepteurs commerciaux à l'usage des dépanneurs.....	200. »
Fascicules supplémentaires de la Schémathèque. — Ces brochures, actuellement au nombre de 20, complètent la Schémathèque 40. Chaque fascicule 20 à 25 schémas.....	50. »
Voltmètres à Lampes , par F. HAAS. — Principe, schémas et réalisation.....	45. »
Manuel Technique de la Radio , par E. AISBERG, R. SOREAU et H. GILLOUX. — Formules, tableaux et abaques.....	100. »
Radio-Dépannage , par R. DESCHEPPER. — Manuel complet de dépannage.....	125. »
Les Lampemètres , par M. JAMAIN et F. HAAS. — Etude théorique et pratique des principaux appareils d'essais de lampes.....	30. »
L'omnimètre , par F. HAAS. — Réalisation des contrôleurs universels	30. »

Majoration pour frais d'envoi 10° /o. (avec un minimum de 10 fr.)
sur demande, envoi contre remboursement.

Compte Chèques Postaux : Paris 1164-34

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO, 9, Rue Jacob, PARIS-VI^e

