

COLLECTION SCIENTIFIQUE MODERNE

**TOUTE
LA
T. S. F.**

par

L. SANTONI



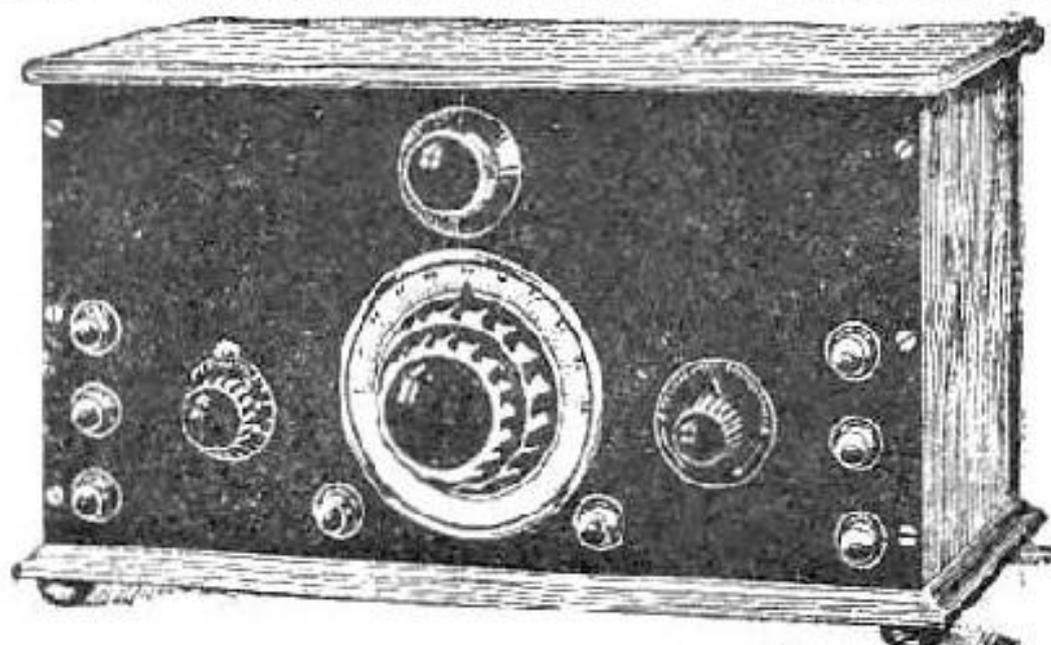
ÉDITION NOUVELLE
AUGMENTÉE ET MISÉ A JOUR



SOCIÉTÉ PARISIENNE D'ÉDITION

43, RUE DE DUNKERQUE, PARIS-X^e

UN MERVEILLEUX MONTAGE



“ LE SYNCHRÔNE ”

Marque déposée

Accessoires indispensables au montage du “ Synchroné ” 3 ou 4 lampes, allumage par thermostat :

1 bobine Low démultipliée au 1/20 de 0,000, avec cadran et enjoliveur “Beausoleil”	58.50	1 jeu de set P. O. et G. O.	25.00
1 condensateur variable de réaction 0,15/1000	20.00	1 transformateur spécial blindé 31/5	48.00
		1 condens. fixe 0,1/1000 “Mikado”	2.50
		1 condensateur fixe 4/1000 “Mikado”	3.50
		1 résistance, 3 mégohms “Mikado”	2.50

Plan de câblage du “ SYNCHRÔNE ”, 3 ou 4 lampes, contre 1 franc en timbres.

Prix du 3 lampes nu type standard 350 fr.



CHAQUE SEMAINE

nous publions dans Tous Sans-Filistes une liste d'appareils qui, bien que neufs, sont vendus à des prix vraiment imbattables.

SUIVEZ DONC NOTRE PUBLICITÉ

vous ne le regretterez pas.



BON GRATUIT
POUR UNE
Liste
de Radios et Réceptions
contre 1 franc
en timbres-poste.

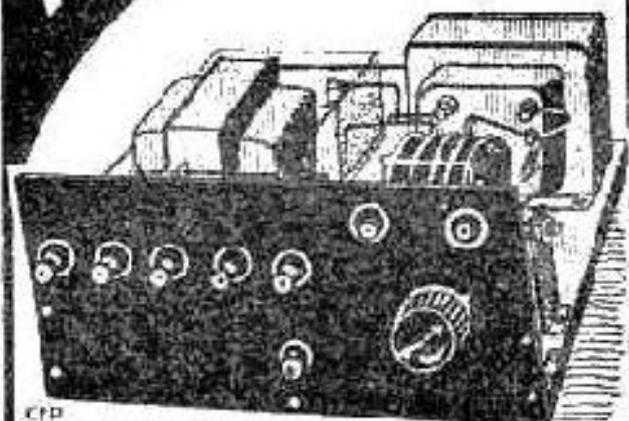
ETABLISSEMENTS
EUGÈNE BEAUSOLEIL
2 et 4, rue de Turenne, PARIS-IV^e

Adresse télégraphique: **BEAUSOGÈNE-PARIS.**
C. C. Postaux: 928-55.

Expédition immédiate et jointure aussitôt à la commande.
Maison ouverte le dimanche, de 9 heures à midi.

BON GRATUIT
POUR UN
Catalogue illustré
1931
contre 1 franc
en timbres-poste.

notre
Tension-Plaque



LE FRUIT DE PLUSIEURS AN-
NEES D'ETUDE, EST VENDUE
DÈS MAINTENANT
MONTÉE ou en PIÈCES DÉTACHÉES

PRIX complète, suivant l'emploi,
par rapport au débit, de
201 francs à 400 francs
(en pièces détachées).

La qualité des matières premières
employées pour ces appareils nous
permet de les garantir

UN AN

contre tout vice de fabrication.

CES APPAREILS SONT CONSTAMMENT
EN DÉMONSTRATION EN NOS MAGASINS
(Notice complète sur demande).

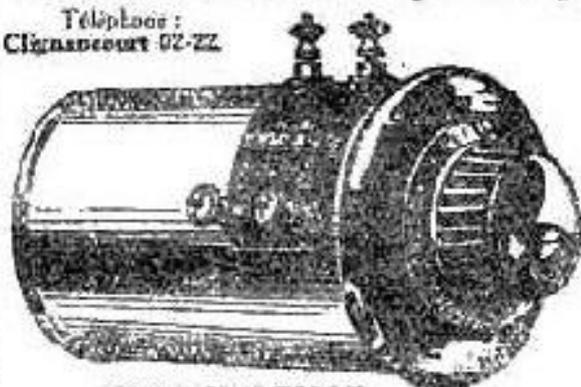
RADIO-LIRA

7, av. Jean-Jaurès
Paris (19^e)

ÉTABLISSEMENTS
J. DEBONNIÈRE

21, rue de la Chapelle, 21
SAINT-OUEN (Seine)

Téléphone :
Clignancourt 02-22



TUBE MULTIPLE

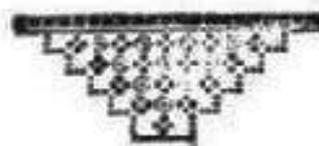
Ses Spécialités :

- Le Tube hétérodyne. 135.»**
1 filtre, 2 moyennes fréquences.
- Le Tuboscillateur. 70.»**
Oscillatrice auto-excite.
- Le Tube Basse Fré-
quence. 135.»**
2 transformateurs B. F.
- Le Tubécran. 125.»**
1 filtre, 1 M. F. pour lampe à
écran.
- Le Tube H. F. 85.»**
Transfo haute fréquence pour
lampe à écran.
- Le Tube B. F. I. 70.»**
A un seul transfo B. F.
- Le Tub-choc. 25.»**
Self de choc blindée 1800, 2400,
3600 tours.
- Le Tube multiple. 100.»**
Bloc d'accord blindé permettant
de multiples combinaisons.
- Le Super Micros 45.»**
- Le Standard Micros. 34.»**
- Les Condensateurs va-
riables MAGISTER.**
- Tambour Micros
double. 140.»**
Sans condensateurs.

Demandez la notice spéciale.
Démonstrations tout les jours à 21 heures.

L. SANTONI

TOUTE
LA
T. S. F.



SOCIÉTÉ PARISIENNE D'ÉDITION

43. rue de Dunkerque, PARIS-X^e

TOUTE LA T. S. F.

PREMIÈRE PARTIE

RAPPEL DES NOTIONS ÉLÉMENTAIRES SUR L'ÉNERGIE, LE MAGNÉTISME ET L'ÉLECTRICITÉ

CHAPITRE PREMIER

De l'Énergie.

I. — MÉCANIQUE PHYSIQUE.

A. Mouvement.

DÉFINITIONS. — Un corps est en mouvement dans l'espace quand sa position varie à chaque instant; la ligne continue qu'il suit a reçu le nom de *trajectoire*.

Pour évaluer la distance parcourue ou mieux l'espace parcouru, on prend un point de repère *O* sur la ligne représentant la trajectoire et l'on compte les distances à partir de ce point, qu'on appelle *origine des espaces*.

Le mouvement est *rectiligne* ou *curviligne* selon que la trajectoire est *droite* ou *courbe*; nous examinerons seulement les mouvements recti-



Trajectoire rectiligne

FIG. 1.



Trajectoire curviligne

FIG. 2.

lignes qui suffisent pour nous permettre de définir les grandeurs physiques; en outre, nous supposerons le corps réduit à un point matériel, c'est-à-dire à un point sans dimensions, mais jouissant de toutes les propriétés de la matière et par suite pesant. (*Fig. 1 et 2.*)

MOUVEMENT RECTILIGNE UNIFORME. — Un mouvement rectiligne est uniforme quand les espaces parcourus en des temps égaux sont égaux quels que soient ces temps, très petits ou très grands.

Ainsi un point matériel mobile, ou, plus simplement, un mobile qui parcourt 3 mètres par seconde est animé d'un mouvement uniforme. L'espace e parcouru en 10 secondes sera de $3 \times 10 = 30$ mètres.

L'espace parcouru pendant une seconde se nomme vitesse du mobile ou du mouvement; on le désigne par la lettre v . Dans le mouvement uniforme, la vitesse est constante et l'espace e parcouru pendant t secondes est égal à celui qui est parcouru pendant chaque seconde, v , multiplié par le nombre de secondes :

$$e = vt.$$

Cette égalité a reçu le nom d'*équation des espaces*. Elle nous montre que quand on connaît la vitesse, on peut trouver l'espace parcouru au bout d'un certain nombre de secondes t ; réciproquement, si l'on connaît l'espace e et la durée t du mouvement, on peut en déduire la vitesse v ; il suffit de diviser e par t :

$$v = \frac{e}{t}.$$

Considérons, par exemple, un mobile qui a parcouru 100 mètres en 25 secondes. La vitesse du mouvement sera égale à :

$$v = \frac{100}{25} = 4 \text{ mètres.}$$

L'unité de vitesse est la vitesse d'un mobile qui parcourt un mètre par seconde; en pratique, on peut, suivant le cas, prendre les mètres par minute, les kilomètres par heure ou par minute ou par seconde. Ainsi, le son, dans l'air à 15°, a une vitesse de 340 mètres par seconde; la lumière a une vitesse de 300.000 kilomètres par seconde.

DIAGRAMME D'UN MOUVEMENT UNIFORME. — Un diagramme est la représentation d'un fait physique par le dessin; comme nous ferons, par la suite, un large usage de ce procédé, nous allons donner un diagramme de mouvement uniforme, pour familiariser le lecteur avec cette notion.

Soit à représenter le mouvement dont l'équation des espaces est donnée par l'expression

$$e = 5t.$$

Traçons sur le papier deux droites, A'OA et B'OB, perpendiculaires l'une à l'autre, la première A'OA étant horizontale, la seconde B'OB verticale. A partir de O, vers A, portons des divisions égales $Oa = ab = bc = cd$. Ces divisions représenteront pour nous des secondes, de sorte que :

Oa vaut une seconde,
Ob — deux secondes,
Oc — trois secondes,

et ainsi de suite. La droite OA sera l'axe des secondes ou des temps t .

Par les points de divisions, $a, b, c, d...$ menons des perpendiculaires à l'axe des temps et sur ces perpendiculaires, parallèles à OB, prenons des longueurs proportionnelles aux espaces parcourus pendant la 1^{re}, la 2^e, la 3^e seconde et ainsi de suite. Nous obtenons des points $P_1, P_2, P_3, etc.$ Joignons $OP_1, P_1P_2, P_2P_3...$ La géométrie montre que cette ligne est une droite. Elle constitue le *diagramme* du mouvement. (Fig. 3.)

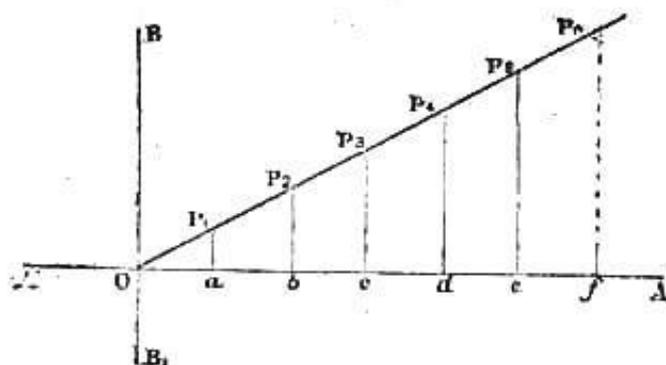


FIG. 3.

En général, le diagramme d'un mouvement uniforme caractérisé par une relation

$$e = vt$$

est représenté par une droite.

Un diagramme permet, à chaque instant, de connaître l'espace parcouru par un corps mobile. L'exploitation des chemins de fer en fait un usage excessivement large.

On déduit facilement la valeur de vitesse

$$v = \frac{e}{t} = \frac{dP_1}{Od}$$

Remarque I. — L'espace s'exprime en mètres comme la vitesse.

Remarque II. — Le mouvement uniforme se rencontre souvent dans la nature; le son se propage d'un mouvement uniforme, ainsi que la lumière et nous verrons plus tard que les ondes électromagnétiques se comportent comme cette dernière.

MOUVEMENT RECTILIGNE VARIÉ. — Tout mouvement qui n'est pas uniforme est varié.

Le plus simple des mouvements variés est le mouvement uniformément varié dans lequel la vitesse du mobile varie de quantités égales dans des temps égaux, si petits que soient ces temps.

Ainsi, un mouvement dont la vitesse est de 1 mètre pendant la première seconde, de 2 mètres pendant la deuxième seconde, de 3 mètres pendant la troisième seconde, et ainsi de suite, est un mouvement varié.

MOUVEMENT RECTILIGNE UNIFORMÉMENT ACCÉLÉRÉ. — Un mouvement uniformément accéléré est un mouvement dont la vitesse croît uniformément avec le temps.

Ainsi, un mouvement dont la vitesse croît de 1 mètre par seconde est uniformément accéléré. Appelons γ (gamma) la quantité dont la vitesse s'accroît à chaque seconde; au bout de 2 secondes, la vitesse se sera accrue de 2γ ; au bout de t secondes elle se sera accrue de γt ; si la vitesse initiale était nulle, au bout de t secondes elle sera égale à

$$v = \gamma t.$$

La vitesse est donc proportionnelle au temps. L'expression ou égalité qui vient d'être écrite se nomme *équation des vitesses*; elle est de même forme que l'équation des espaces dans le mouvement uniforme; par conséquent, le diagramme des vitesses dans le mouvement uniformément accéléré sera identique à celui des espaces dans le mouvement uniforme.

Si l'espace parcouru au moment où l'on commence à compter les temps est nul, l'espace au bout du temps t est égal à

$$e = \frac{1}{2} \gamma t^2.$$

Cette égalité se nomme *équation des espaces*.

Soit à trouver l'espace parcouru au bout de 10 secondes par un mobile partant du repos et animé d'un mouvement uniformément accéléré, l'accroissement de la vitesse γ par seconde étant égal à 2 mètres.

L'équation des espaces donne

$$e = \frac{1}{2} \times 2 \times 10^2 = 100 \text{ mètres.}$$

L'équation des vitesses à son tour fournit

$$v = 2 \times 10 = 20 \text{ mètres.}$$

La quantité $\gamma = \frac{v}{t}$ se nomme *l'accélération du mouvement*.

DIAGRAMME DES ESPACES DANS LE MOUVEMENT UNIFORMÉMENT ACCÉLÉRÉ. — Soit à tracer le diagramme des espaces donnés par l'équation

$$e = \frac{1}{2} 5t^2.$$

On trace deux droites rectangulaires OA et OB; on prend sur OA des longueurs $Oa = ab = bc = cd \dots$ qui représentent des secondes; aux points de division, on élève des perpendiculaires sur lesquelles on mesure des longueurs proportionnelles aux espaces parcourus pendant 1, 2, 3 secondes, c'est-à-dire proportionnelles à

$$e_1 = \frac{1}{2} 5 \times 1^2 = \frac{5}{2}.$$

$$e_2 = \frac{1}{2} \times 5 \times 2^2 = 10.$$

$$e_3 = \frac{1}{2} \times 5 \times 3^2 = 22,5.$$

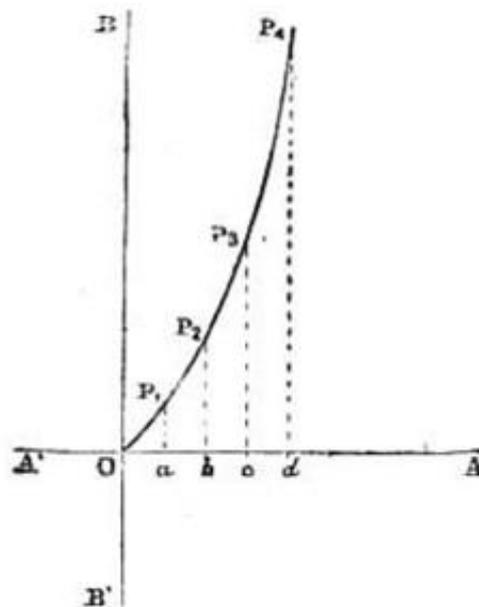


FIG. 4.

On obtient sur ces perpendiculaires des points P_1, P_2, P_3 , que l'on joint entre eux ; on a ainsi une courbe qui est le diagramme du mouvement et qui, géométriquement, représente une branche de parabole. (*Fig. 4.*)

En général, tout mouvement uniformément accéléré a pour diagramme des espaces une parabole.

Remarque. — Les corps qui tombent prennent un mouvement uniformément accéléré quand la hauteur de chute n'est pas trop grande et que leurs dimensions sont faibles.

B. Forces.

DÉFINITIONS. — On appelle force toute cause susceptible de faire varier l'état de repos ou l'état de mouvement d'un corps.

Une force agit sur le point auquel elle est appliquée ou *point d'application* suivant sa *direction*, son *sens* et selon sa *grandeur* ou son *intensité*.

REPRÉSENTATION GRAPHIQUE. — Une force F se représente au moyen d'une droite qui commence au point d'application de la force, qui a pour *direction* la *direction* de la force, qui a pour *sens* le *sens* de la force et pour *longueur* une longueur proportionnelle à l'*intensité*.

Une force F égale à 5 unités dirigées de haut en bas et appliquée au point O se représente au moyen de la droite OF . O est le point d'application, F l'extrémité, la direction et le sens vont de O vers F et OF est la grandeur ou l'intensité de la force. (*Fig. 5.*)

Les forces sont constantes ou variables ; nous ne nous occupons que des premières.

PROPORTIONNALITÉ DES ACCÉLÉRATIONS ET DES FORCES. — On démontre qu'une force agissant dans le sens du mouvement sur un corps au repos lui imprime un mouvement rectiligne uniformément accéléré ; on admet, en outre, que plusieurs forces agissent ensemble comme si elles étaient seules. On déduit alors que deux forces F et F' , constantes en grandeur et en direction, appliquées successivement à un même point matériel P lui impriment des accélérations γ et γ' proportionnelles à F et F' . On a par suite :

$$\frac{F}{\gamma} = \frac{F'}{\gamma'}$$

Si plusieurs forces agissent ensemble on a toujours

$$\frac{F}{\gamma} = \frac{F'}{\gamma'} = \frac{F''}{\gamma''} = \dots$$

Le rapport $\frac{F}{\gamma}$ est donc constant.

MASSE D'UN POINT MATÉRIEL. — On donne le nom de masse au rapport constant $\frac{F}{\gamma}$ et l'on pose

$$\frac{F}{\gamma} = m.$$

La pesanteur est une force constante qui agit sur tous les corps ; le rapport de la force P , appliquée au corps que l'on considère, à l'accélération g que subissent les corps en tombant est donc la masse du corps. On a

$$\frac{P}{g} = M \text{ et } P = Mg.$$

Le poids d'un corps est proportionnel à sa masse.

II. — ÉNERGIE.

QU'EST-CE QUE L'ÉNERGIE? — L'énergie d'un corps est sa capacité de produire un travail. Ainsi le vent, un poids suspendu possèdent de l'énergie : le vent peut faire tourner les ailes d'un moulin, un poids peut entraîner le mécanisme d'un appareil Hughes ; tous les deux peuvent produire un travail.

Il est naturel de mesurer l'énergie d'un corps par le travail susceptible d'être engendré par le corps ; aussi on confond les deux expressions : travail et énergie sont absolument synonymes et désignent la même grandeur. On la représente indifféremment par les symboles W et T .

Or, suivant l'acception commune, le travail est l'effort accompli pour déplacer dans une direction déterminée des masses qui résistent au déplacement. Lorsqu'on fait marcher une pompe élévatoire, par exemple, il y a une force à vaincre, le poids de l'eau et un déplacement de la masse qui est le chemin que parcourt l'eau. Mathématiquement, la notion du travail est identique à la notion commune.

MESURE DE L'ÉNERGIE. — Par définition, nous dirons que le travail d'une force dont le point d'application se déplace dans sa direction est numériquement égal au produit de la force par le chemin que parcourt le point d'application de la force. Si l'on désigne la force par F , le chemin que parcourt le point d'application par l , on a :

$$W = T = F \times l.$$

Dans la figure 6, la force F appliquée en A est égale à AB ; le chemin parcouru est $AC = l$.

Un corps de poids P qui tombe d'une hauteur H se trouve dans ce cas, puisque le poids est une force verticale et qu'il se déplace de haut en bas, suivant la verticale ; le travail accompli par le poids P est donc :

$$T = P \times H.$$

Industriellement, on exprime le travail en *kilogrammètres* : un poids de 5 kilogrammes qui tombe d'une hauteur de 6 mètres effectue un travail de :

$$T = 5 \times 6 = 30 \text{ kilogrammètres.}$$

Le kilogrammètre est le travail d'une force égale à 1 kilogramme qui se déplace de 1 mètre. On emploie aussi un multiple de cette unité : c'est le cheval vapeur (en abrégé CV ou HP) qui vaut 75 kilogrammètres.



FIG. 5.

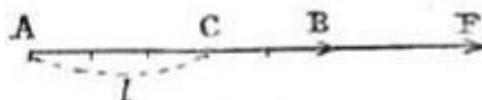


FIG. 6.

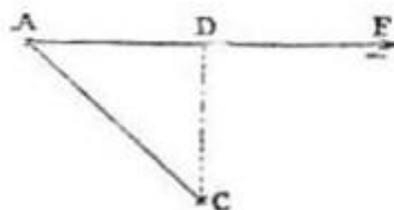


FIG. 7.

Remarque. — Lorsque le déplacement du point d'application A de la force F se fait suivant une direction AC différente de celle de la force F ,

l'expression du travail est égale à :

$$T = F \times AD.$$

D étant le pied de la perpendiculaire abaissée de C sur F; nous ne nous occuperons pas de ce cas. (*Fig. 7.*)

FORCE VIVE. — L'expérience journalière nous montre que l'action d'une masse M dépend de sa vitesse; ainsi l'effet d'une chute d'eau dépend de la vitesse acquise par l'eau dans sa chute au moment où elle touche la roue hydraulique sur laquelle elle agit. On peut donc évaluer le travail en fonction de cette vitesse.

On appelle *force vive* d'une masse M, le produit de sa masse par le carré de la vitesse v acquise; elle est égale, par suite, au produit Mv^2 . Or, un corps de masse M tombant d'une hauteur H acquiert une vitesse v donnée par l'expression

$$v = \sqrt{2gH},$$

g étant l'accélération due à la pesanteur; d'ailleurs le poids P d'un corps est égal au produit de sa masse M par g : $P = Mg$ d'où $M = \frac{P}{g}$. Évaluons la force vive en fonction du poids et de la hauteur de chute. On a, en remplaçant M et v par leurs valeurs ci-dessus :

$$\frac{1}{2} Mv^2 = \frac{1}{2} \frac{P}{g} (\sqrt{2gH})^2 = \frac{1}{2} \frac{P}{g} \times 2gH = PH.$$

La demi-force vive est égale au travail.

ÉNERGIE ACTUELLE OU CINÉTIQUE (Wc). — On désigne par l'expression *énergie actuelle* ou *cinétique*, l'énergie d'un corps en mouvement. Elle est égale à la demi-force vive de ce corps :

$$Wc = \frac{1}{2} Mv^2.$$

Un corps qui tombe, un ressort qui se détend, de la poudre en combustion, du vent qui souffle possèdent de l'énergie cinétique.

ÉNERGIE POTENTIELLE (Wp). — Les corps en mouvement ne sont pas les seuls qui possèdent de l'énergie. Un corps au repos à une certaine hauteur, un ressort bandé, de l'air comprimé sont à l'état de repos, mais ils peuvent accomplir un travail; il suffit de détendre le ressort, de laisser tomber le corps. On a donc de l'énergie en réserve, disponible, qui se transforme en énergie actuelle dès qu'on le veut. Cette énergie en réserve est appelée *énergie potentielle*.

La valeur de l'énergie potentielle est évidemment égale à l'énergie cinétique qu'elle peut engendrer.

ÉNERGIE TOTALE. — Les corps peuvent posséder à la fois de l'énergie cinétique et de l'énergie potentielle. La somme de ces deux énergies est l'énergie totale.

Admettons qu'un corps A de poids P soit suspendu à une hauteur H au-dessus du sol; son énergie potentielle qui est aussi égale à son énergie totale vaut

$$Wp = PH.$$

Laissons-le tomber et considérons-le lorsqu'il se trouve à la hauteur h . La hauteur de chute est $H - h$ et la vitesse acquise $v = \sqrt{2g(H - h)}$; son énergie actuelle a pour valeur :

$$Wc = \frac{1}{2} Mv^2 = \frac{1}{2} \frac{P}{g} (\sqrt{2g(H-h)})^2 = P(H-h).$$

L'énergie potentielle est égale à ce moment à :

$$Wp = Ph.$$

On a : $P(H - h) + Ph = PH$ valeur de l'énergie totale.

Éclaircissons cette question par un exemple numérique.

Considérons une masse de 100 kilogrammes d'eau située à 50 mètres de hauteur ; son énergie actuelle est nulle, son énergie potentielle est égale à $100 \times 50 = 5.000$ kilogrammètres et son énergie totale est toute entière à l'état potentiel. Laissons tomber cette masse liquide et considérons-la quand elle se trouve à 30 mètres de hauteur. La hauteur de chute est $50 - 30 = 20$ mètres, son énergie potentielle est encore

$$Wp = 100 \times 30 = 3.000 \text{ kilogrammètres.}$$

Son énergie actuelle est égale à

$$Wc = \frac{1}{2} Mv^2,$$

v étant la vitesse acquise au bout de 30 mètres de chute. Or, nous avons vu qu'un corps en chute libre prend un mouvement uniformément accéléré dont la vitesse a pour valeur

$$v = \sqrt{2ge}$$

D'autre part $\frac{1}{2} Mv^2 = \frac{1}{2} \frac{P}{g} \times 2ge = Pe.$

Ici $P = 100$ kilogrammes, $e = 20$ mètres, donc l'énergie actuelle Wc est

$$Wc = 100 \times 20 = 2.000 \text{ kilogrammètres}$$

et l'énergie totale Wt

$$Wt = Wp + Wc = 3.000 + 2.000 = 5.000 \text{ kilogrammètres.}$$

La somme des deux énergies est donc constante.

CONSERVATION DE L'ÉNERGIE. — Cet exemple de transformation d'énergie montre que l'énergie totale est toujours constante. C'est le principe de la conservation de l'énergie ; il signifie que l'industrie ne peut créer d'énergie, elle ne peut que la transformer, la distribuer.

DIVERSES FORMES DE L'ÉNERGIE. — L'énergie se manifeste sous des formes variées ; les plus connues sont : l'énergie mécanique, l'énergie calorifique, l'énergie chimique, l'énergie électrique.

ÉNERGIE MÉCANIQUE. — C'est la forme qui nous est la plus familière ; c'est celle d'une masse matérielle que nous avons envisagée plus haut.

ÉNERGIE CALORIFIQUE. — La chaleur équivaut à du travail mécanique. On sait qu'une calorie est la quantité de chaleur nécessaire pour élever de 0 à 1 degré la température d'un kilogramme d'eau. Chaque calorie

produite correspond à une transformation d'énergie de 425 à 430 kilogrammètres, ou 4,180 joules. Appelons E la quantité de travail dépensé pour une calorie, Q la quantité de calories produites, on a évidemment un travail T égal à $E \times Q$. E est appelé l'équivalent mécanique de la chaleur.

D'autre part, la chaleur peut donner du mouvement conformément au principe de Carnot, mais comme le rendement de la machine n'est jamais égal à l'unité, qu'il en est même très loin, la quantité d'énergie mécanique restituée est toujours faible. On dit que la chaleur est une forme dégradée de l'énergie.

ÉNERGIE CHIMIQUE. — Lorsque deux corps se combinent, la température change, il y a donc mise en jeu d'une certaine quantité de chaleur, et par suite d'une certaine quantité d'énergie qu'on appelle *énergie chimique*. Ainsi, lorsque 12 grammes de charbon pur brûlent avec 32 grammes d'oxygène pur pour donner 48 grammes de gaz carbonique, ils dégagent, si on ramène le gaz à 0°, 94 calories ; l'énergie correspondante est égale à

$$W = 430 \times 94 = 40420 \text{ kilogrammètres.}$$

ÉNERGIE ÉLECTRIQUE. — C'est la forme la plus moderne de l'énergie qui se transforme en énergie lumineuse (lampes d'éclairage), en énergie mécanique (moteurs électriques), en énergie chimique (électrolyse), en énergie calorifique (chauffage et éclairage), en énergie électromagnétique (ondes hertziennes). Nous aurons l'occasion, au cours des pages qui suivent, d'examiner succinctement ces diverses transformations.

Avant d'aborder cette étude, il est toutefois utile de passer en revue les différentes unités employées pour désigner les grandeurs mécaniques.

RENDEMENT. — Au cours des transformations qu'elle peut subir, l'énergie ne se retrouve jamais disponible tout entière ; une partie a été absorbée par les organes de transformation et c'est le restant seul qu'on peut utiliser. Pour caractériser la valeur d'une transformation, on a introduit la notion de rendement à laquelle nous avons fait allusion à propos de l'énergie calorifique. On appelle rendement le rapport entre l'énergie dépensée dans la transformation et l'énergie recueillie aux bornes de la machine qui accomplit la transformation et qu'on peut utiliser sous une forme commode pour effectuer un travail.

Admettons, par exemple, que l'on veuille utiliser une masse de 100 kilogrammes d'eau située à 50 mètres de hauteur pour actionner une turbine. L'énergie fournie par la masse d'eau sera de :

$$100 \times 50 = 5000 \text{ kilogrammètres}$$

par seconde. Or, par suite de frottements, de choc, etc., sur l'arbre de la turbine, nous ne recueillerons pas les 5000 kilogrammètres que nous avons dépensés. Supposons que nous en ayons 4000 ; le rendement ρ (prononcez rho) sera égal

$$\rho = \frac{4000}{5000} = 0,8,$$

c'est-à-dire 80 pour cent.

Les 1000 kilogrammes, qui paraissent avoir disparu dans l'opération, ne se sont pas volatilisés sans laisser de trace, puisque nous savons bien que l'énergie ne se détruit pas. Or, les frottements, les chocs produisent de la chaleur en général : nos 1000 kilogrammètres ont été transformés en chaleur, cette forme inférieure de l'énergie.

Généralement, on considère l'énergie dépensée et recueillie pendant une seconde et c'est au rapport de ces deux grandeurs que s'applique le rendement. Nous verrons plus loin qu'elles ont reçu le nom spécial de *puissance*.

III. — UNITÉS.

Nous avons la notion des grandeurs physiques et mécaniques, il nous reste à apprendre comment on les évalue pour les apprécier avec précision ; c'est le but de la présente section, elle est d'une étude fastidieuse, mais nous croyons indispensable de la donner ; il y a tellement de personnes, parmi celles qui s'intéressent à des livres divers à la T. S. F., qui ignorent la signification précise des expressions usuelles telles que watt, kilowatt, etc.

DÉFINITIONS. — On sait que pour mesurer une grandeur on la compare à une autre grandeur de même espèce prise pour unité.

Le résultat est un nombre qui indique combien de fois l'unité ou une partie aliquote de l'unité est contenue dans la grandeur mesurée.

Comme il existe plusieurs espèces de grandeurs, il existe plusieurs espèces d'unités ; seulement, la géométrie, la mécanique, la physique ont permis d'établir entre diverses grandeurs des relations qui permettent d'évaluer les unes lorsqu'on connaît les autres ; en l'état actuel de nos connaissances, il n'existe que trois grandeurs qui ne peuvent être liées ensemble.

On prendra donc trois grandeurs fondamentales auxquelles on rapportera les autres ; le choix de ces grandeurs constitue un système absolu d'unités ; on comprend aussi sous ce nom l'ensemble des unités fondamentales et des unités qui en dérivent.

Le système métrique, établi par la Convention nationale, est le premier système rationnel de mesures. Mais il est insuffisant pour les besoins industriels ou scientifiques. Aussi a-t-on adopté d'autres systèmes dont les plus connus sont le système C. G. S., et le système M. T. S. qui n'est en vigueur que depuis juillet 1920.

BASES DES SYSTÈMES C. G. S. ET M. T. S. — Les grandeurs fondamentales de ces deux systèmes sont : la longueur, la masse et le temps. Toutes les autres, dérivant de ces trois, sont des grandeurs qui s'expriment par unités dérivées. Les symboles qui désignent les grandeurs fondamentales sont L (longueur), M (masse), T (temps).

On a différencié les deux systèmes par la grandeur de l'unité fondamentale :

1° *Longueur.* — Dans le système C. G. S., l'unité de longueur est le centimètre qui est la 1/100^e partie du mètre international déposé au Bureau international des poids et mesures au pavillon de Breteuil, à Sèvres.

Dans le système M. T. S. l'unité de longueur est le mètre international.

2° *Masse.* — Dans le système C. G. S., l'unité de masse est le gramme qui est lui-même la 1/1000^e partie du kilogramme international déposé au Bureau international des poids et mesures.

Dans le système M. T. S., l'unité de masse est la tonne qui vaut 1.000 fois la masse du kilogramme international.

3° *Temps.* Dans les deux systèmes, l'unité de temps est la seconde qui est la 1/86400^e partie du jour solaire moyen.

Les lettres initiales des unités fondamentales ont servi à désigner le système d'unités : C (centimètre), G (gramme) et S (seconde) donnent le système C. G. S., et M (mètre), T (tonne) et S (secondes) donnent le système M. T. S.

UNITÉS DÉRIVÉES POUR LES GRANDEURS GÉOMÉTRIQUES. — 1° *Longueur (L).* Les unités fondamentales, aussi bien dans le système C. G. S. que dans le système M. T. S., peuvent être trop grandes ou trop petites suivant la longueur à mesurer. On emploie les multiples et sous-multiples ci-après :

Le mégamètre (Mm) vaut	1.000.000 m. = 10^6 m. = 10^8 cm.
Le kilomètre (km) —	1.000 m. = 10^3 m. = 10^5 cm.
L'hectomètre (hm) —	100 m. = 10^2 m. = 10^4 cm.
Le décamètre (dam) —	10 m. = 10 m. = 10^3 cm.
Le mètre (m) —	= = 10^2 cm.
Le décimètre (dm) —	1/10 m. = 10^{-1} m. = 10 cm.
Le centimètre (cm) —	1/100 m. = 10^{-2} m. = 1 cm.
Le millimètre (mm) —	1/1000 m. = 10^{-3} m. = 10^{-1} cm.
Le micron (μ m) —	1/1000000 m. = 10^{-6} m. = 10^{-4} cm.

2° *Surface (S)*. — Une surface est le produit d'une longueur par une longueur et l'unité est le carré construit sur l'unité de longueur (L).

$$S = L^2.$$

on dit que S a pour dimension 2 par rapport à L.

Dans le système C. G. S., l'unité de surface est le *centimètre carré* et dans le système M. T. S. c'est le *mètre carré*.

$$1 \text{ mètre carré} = 1 \text{ m}^2 = 10^4 \text{ cm}^2.$$

On utilise aussi les multiples et sous-multiples suivants :

Le kilomètre carré ($\overline{\text{km}^2}$) = 10^6 m ² = 10^{10} cm ² .
L'hectomètre carré ($\overline{\text{hm}^2}$) = 10^4 m ² = 10^8 $\overline{\text{cm}^2}$ = hectare.
Le décamètre carré ($\overline{\text{dam}^2}$) = 10^2 m ² = 10^4 $\overline{\text{cm}^2}$ = are.
Le mètre carré (m ²) = = 10^4 $\overline{\text{cm}^2}$ = centiare.
Le décimètre carré ($\overline{\text{dm}^2}$) = 10^{-2} m ² = 10^2 $\overline{\text{cm}^2}$.
Le centimètre carré ($\overline{\text{cm}^2}$) = 10^{-4} m ² = 1 $\overline{\text{cm}^2}$.
Le millimètre carré ($\overline{\text{mm}^2}$) = 10^{-6} m ² = 10^{-2} $\overline{\text{cm}^2}$.

3° *Volume (V)*. — Un volume s'obtient en multipliant trois longueurs entre elles. L'unité est le cube construit sur l'unité de longueur.

$$V = L^3.$$

V a pour dimension 3 par rapport aux longueurs L. Dans le système C. G. S., l'unité de volume est le *centimètre cube* ($\overline{\text{cm}^3}$) et dans le système M. T. S. c'est le *mètre cube* (m³). On autorise l'emploi de multiples et de sous-multiples :

Le kilomètre cube ($\overline{\text{km}^3}$) = 10^9 m ³ = 10^{15} $\overline{\text{cm}^3}$.
Le mètre cube (m ³) = = 10^6 $\overline{\text{cm}^3}$.
Le décimètre cube ($\overline{\text{dm}^3}$) = 10^{-3} m ³ = 10^3 $\overline{\text{cm}^3}$.
Le centimètre cube ($\overline{\text{cm}^3}$) = 10^{-6} m ³ = 1 $\overline{\text{cm}^3}$.
Le millimètre cube ($\overline{\text{mm}^3}$) = 10^{-9} m ³ = 10^{-3} $\overline{\text{cm}^3}$.

Quand on veut mesurer des liquides, des céréales ou des matières premières, on peut employer les unités suivantes :

Le litre (l) = 1 $\overline{\text{dm}^3}$ = 10^{-3} m ³ = 10^3 $\overline{\text{cm}^3}$.
L'hectolitre (hl) = 10^2 $\overline{\text{dm}^3}$ = 10^{-1} m ³ = 10^5 $\overline{\text{cm}^3}$.
Le décalitre (dal) = 10 $\overline{\text{dm}^3}$ = 10^{-2} m ³ = 10^4 $\overline{\text{cm}^3}$.
Le décilitre (dl) = 10^{-1} $\overline{\text{dm}^3}$ = 10^{-4} m ³ = 10^2 $\overline{\text{cm}^3}$.
Le centilitre (cl) = 10^{-2} $\overline{\text{dm}^3}$ = 10^{-5} m ³ = 10 $\overline{\text{cm}^3}$.
Le millilitre (ml) = 10^{-3} $\overline{\text{dm}^3}$ = 10^{-6} m ³ = 1 $\overline{\text{cm}^3}$.

Pour les bois, on admet le stère (st) = 1 m³ = 10^6 $\overline{\text{cm}^3}$.

Le décistère (dst) = 10^{-1} m³ = 10^5 $\overline{\text{cm}^3}$.

4° *Angle*. — Dans le système M. T. S., l'unité d'angle est la 1/100^e partie de l'angle formé par deux droites perpendiculaires qui se coupent. On l'appelle *grade*.

La circonférence, qui est l'arc correspondant à l'ensemble des 4 angles formés par deux droites perpendiculaires se coupant en son centre, est divisée en 400 grades.

On admet comme sous-multiples la minute centésimale qui est la 1/100^e partie du grade et la seconde centésimale qui est la 1/100^e partie de la minute.

Dans le système C. G. S., l'unité d'angle est le *radian*. C'est l'angle au centre qui intercepte sur la circonférence décrite à partir du sommet un arc de longueur égale au rayon.

La longueur de la circonférence de rayon R est

$$l = 2\pi R.$$

Si l'on prend le rayon pour unité de longueur, on a

$$l = 2\pi \text{ avec } \pi = 3,1416.$$

La longueur de l'arc intercepté égal au rayon est donc un arc de :

$$\frac{400}{2\pi} = \frac{200}{\pi} = 63 \text{ grades } 34' 35''.$$

On autorise encore provisoirement le degré qui est la 1/360^e partie de la circonférence, la minute sexagésimale et la seconde sexagésimale ; le radian vaut 57° 17' 3'' sexagésimales.

UNITÉS DÉRIVÉES POUR LES GRANDEURS MÉCANIQUES. — 1^o *Vitesse (v)*.

— La vitesse est l'espace parcouru pendant l'unité de temps : on l'obtient donc en divisant une longueur L par un temps T :

$$v = \frac{L}{T}.$$

L'unité C. G. S. de vitesse est le *centimètre-seconde* ; l'unité M. T. S. est le *mètre-seconde* : 1 MTS = 10² UCGS.

Pratiquement, on emploie les multiples et sous-multiples utilisés dans la mesure des longueurs.

On dit par exemple que la vitesse du son dans l'air à 15° est de 340 m. par seconde et que la vitesse de la lumière est de 300.000 km. par seconde.

2^o *Vitesse angulaire (ω)*. — C'est la vitesse d'une rotation qui est égale à la vitesse d'un point situé à l'unité de distance de l'axe de rotation.

L'unité C. G. S. de rotation est le *radian/seconde* qui indique la vitesse d'un point situé à une distance de 1 cm. de l'axe et parcourant un radian par seconde.

L'unité M. T. S. est le *grade*.

Pratiquement, on emploie le *degré* et le nombre de tours par seconde.

Si une roue fait *n* tours par seconde, le point situé à l'unité de distance effectue à chaque tour le parcours d'une circonférence, soit : 2π en unités C. G. S., ou 400 grades en unités M. T. S., en *n* tours on aura la vitesse angulaire

$$\begin{aligned} \omega &= 2\pi n \text{ en unités C. G. S.} \\ \omega &= 400 n \text{ en unités M. T. S.} \\ \omega &= 360 n \text{ en degrés.} \end{aligned}$$

D'une manière générale, une roue faisant *n* tours en un temps *t*, on a

$$\omega = \frac{2\pi n}{t} = \frac{400n}{t} = \frac{360n}{t}.$$

3° *Accélération* (γ). — L'accélération est l'accroissement de la vitesse dans l'unité de temps. On l'obtient en divisant la vitesse par le temps.

$$\gamma = \frac{v}{T}$$

L'unité C. G. S. d'accélération est le *centimètre-seconde* et l'unité M. T. S. d'accélération est le *mètre-seconde*.

On emploie les multiples et sous-multiples des longueurs en remarquant que l'unité M. T. S. vaut 100 unités C. G. S. ce qu'on exprime par l'égalité.

$$1 \text{ MTS} = 10^2 \text{ UCGS.}$$

4° *Masse* (M). — Pour les masses, on emploie les sous-multiples de la tonne et les multiples du gramme :

1 tonne	(t)	= 10 ⁶ gr.
1 quintal	(q)	= 10 ⁻¹ t. = 10 ⁵ gr.
1 kilogramme	(kg)	= 10 ⁻³ t. = 10 ³ gr.
1 hectogramme	(hg)	= 10 ⁻⁴ t. = 10 ⁴ gr.
1 décagramme	(dag)	= 10 ⁻⁵ t. = 10 gr.
1 gramme	(gr)	= 10 ⁻⁶ t. = 1 gr.
1 décigramme	(dg)	= 10 ⁻⁷ t. = 10 ⁻¹ gr.
1 centigramme	(cg)	= 10 ⁻⁸ t. = 10 ⁻² gr.
1 milligramme	(mg)	= 10 ⁻⁹ t. = 10 ⁻³ gr.

5° *Force* (F). — On sait que la force est le produit d'une masse par une accélération. On a :

$$F = M\gamma.$$

L'unité de force est la force qui, agissant sur l'unité de masse, lui impose l'unité d'accélération.

L'unité C. G. S. est appelée la *dyne* qui imprime à l'unité de masse (le gramme) l'unité d'accélération (le cm), et l'unité M. T. S. est le *sthène* (sn) qui impose à la tonne (t) l'unité d'accélération :

$$1 \text{ sn} = 10^9 \text{ dynes.}$$

On emploie des multiples et sous-multiples :

Le kilosthène (ksn) = 10³ sn. = 10¹² dynes. = 10³ mégadynes.

L'hectosthène (hns) = 10² sn. = 10¹⁰ dynes.

Le decasthène (dasn) = 10 sn. = 10⁹ dynes.

Le décisthène (dsn) = 10⁻¹ sn. = 10⁷ dynes.

Le centisthène (csn) = 10⁻² sn. = 10⁶ dynes. = 1 mégadyne.

Le millisthène (msn) = 10⁻³ sn. = 10⁵ dynes.

A titre transitoire on emploie le kgr = 0,98 csn = 0,98 még.

6° *Pression* (p). — C'est une force par unité de surface ; on l'obtient en divisant une force par une surface

$$p = \frac{F}{S}$$

Dans le système C. G. S. c'est la *dyne* par *centimètre carré* et dans le système M.T.S. c'est le *sthène* par *mètre carré*. On l'appelle *pièce* (pz).

On emploie :

Le kilopièce (kpz) = 10³ pz.

L'hectopièce (hpz) = 10² pz.

Le decapèce (dapz) = 10 pz.

A titre transitoire, on peut utiliser le kgr par cm² ou 0,98 csn par cm² = 0,98 hpz ou 1 atmosphère = 1,013 hpz = 1,033 kg par cm².

7° *Travail ou Energie* (T ou W). — Un travail est le produit d'une force par un déplacement :

$$T \text{ ou } W = F \times L.$$

L'unité de travail est le travail de l'unité de force dont le point d'application se déplace de l'unité de longueur.

Dans le système C. G. S. c'est l'erg = 1 dyne \times 1 cm.

Dans le système M. T. S. c'est le kilojoule (kJ) = 1 sn \times 1m.

$$1 \text{ kJ} = 10^{10} \text{ ergs.}$$

On emploie les sous-multiples :

$$\text{L'hectojoule (hJ)} = 10^8 \text{ ergs.}$$

$$\text{Le décajoule (daJ)} = 10^9 \text{ ergs.}$$

$$\text{Le joule (J)} = 10^7 \text{ ergs.}$$

Transitoirement, on peut employer le kilogrammètre (travail de 1 kg qui se déplace de 1 mètre.)

$$1 \text{ kgm} = 9,80 \text{ J} = 9,80 \times 10^7 \text{ ergs.}$$

8° *Puissance* (P). — La puissance est le travail pendant l'unité de temps ; pour l'obtenir, on divise donc le travail par le temps.

$$P = \frac{W}{T}$$

Dans le système C. G. S., l'unité de puissance est le travail de l'erg-seconde; dans le système M. T. S. c'est le kilojoule par seconde qu'on appelle kilowatt (kw).

$$1 \text{ kw} = 10^{10} \text{ ergs-seconde.}$$

On emploie :

$$\text{L'hectowatt (hw)} = 10^8 \text{ ergs/seconde.}$$

$$\text{Le watt (w)} = 10^7 \text{ ergs/seconde} = 1 \text{ joule-seconde.}$$

A titre transitoire, on peut employer le cheval-vapeur qui vaut 75 kgm. par seconde. Le cheval-vapeur (HP) vaut donc :

$$1 \text{ HP} = 75 \times 9,80 = 735 \text{ watts} = 735 \times 10^7 \text{ ergs/secondes.}$$

Remarque : On peut employer également, comme unités d'énergie :

Le kilowatt-heure ;

L'hectowatt-heure qui vaut 3.600 hectowatts ;

Le watt-heure qui vaut 3.600 watts.

9° *Quantité de chaleur*. — Dans le système M. T. S., l'unité de quantité de chaleur est la quantité nécessaire pour élever de 1 centigrade la température de 1 tonne d'eau. On l'appelle thermie (th).

Dans le système C. G. S., on emploie la petite calorie ou chaleur nécessaire pour élever la température de 1 gramme d'eau de t à $t + 1^\circ$ degrés et la grande calorie qui vaut 1.000 petites calories.

$$\text{La millithermie} = \frac{1}{1000} \text{ de thermie} = 10^{-3} \text{ th} = 1 \text{ grande calorie,}$$

1.000 petites calories.

La microthermie (μ th) = 1/1.000.000 de th = 10^{-6} th = 1 petite calorie (pc).

La thermie = 10^6 pc = 10^3 gr. c; la microthermie équivaut à 4,18 joules ; la thermie à $4,18 \times 10^6$ joules = 4.180 kJ.

CONCLUSION DE CE PREMIER CHAPITRE. — Nous savons, maintenant, d'une manière très précise, la signification des expressions que l'on rencontre, tous les jours, dans les revues techniques de T. S. F. sur la puissance des postes émetteurs ; nous nous en ferons une idée très claire lorsque nous saurons les relations qui existent entre les unités électriques et les unités mécaniques. Mais, d'ores et déjà, comme nous savons que l'énergie électrique n'est qu'une des formes de l'énergie, nous sommes prêts à une étude quantitative des principaux phénomènes de l'électricité qui nous sont indispensables pour la compréhension élémentaire des faits de la T. S. F.

CHAPITRE II

Du Magnétisme.

DÉFINITIONS. — On appelle *aimants naturels* certains corps, tel que l'oxyde magnétique de fer, qui possèdent la propriété d'attirer la limaille de fer ou des plumes métalliques. Cette propriété serait due au magnétisme que possède l'aimant.

La propriété attractive peut se communiquer à des morceaux de fer ou d'acier, qu'on appelle alors *aimants artificiels*.

Le fer n'est pas le seul métal magnétique ; le nickel, le cobalt, le chrome, le cerium, le manganèse se comportent comme le fer ; on les appelle *métaux paramagnétiques*. D'autres corps, au contraire, comme le bismuth, l'antimoine, le zinc exercent une action répulsive ; on les appelle corps *diamagnétiques*.

POLES MAGNÉTIQUES. — Un barreau d'acier aimanté est plongé dans la limaille de fer ; l'action attractive se manifeste surtout aux extrémités du barreau et elle est presque nulle dans la partie médiane qu'on appelle *zone neutre*. Les extrémités ont reçu le nom de *pôles de l'aimant*.

Considérons une lame d'acier taillée en forme de losange très allongé et placée par son centre de gravité sur un pivot vertical de manière qu'elle puisse tourner librement dans un plan horizontal. On constate qu'elle prend toujours la même direction qui est à peu près celle du nord-sud géographique ; c'est toujours la même extrémité qui se dirige vers le nord ; aussi lui a-t-on donné le nom de *pôle nord*, et l'autre a reçu celui de *pôle sud*. (Fig. 8.)

Ceci montre que le magnétisme nord n'est pas identique au magnétisme sud.

ACTIONS MAGNÉTIQUES. — En fait, deux pôles nord de deux aiguilles identiques se repoussent ; il en est de même de deux pôles sud, mais deux pôles de noms contraires s'attirent.

Considérons deux pôles nord d'aimant N_1 et N_2 agissant sur un troisième pôle N_3 ; si N_1 et N_2 repoussent le pôle N_3 avec la même force, on dit que N_1 et N_2 ont la même masse magnétique nord ; si N_1 agit sur N_3 comme agiraient n pôles identiques à N_2 , on dit que N_1 a une masse magnétique n fois plus grande que celle de N_2 .

Cela posé, nous pouvons énoncer la loi des attractions et des répulsions magnétiques trouvée par Coulomb : La force attractive ou répulsive qui s'exerce entre deux masses magnétiques m et m' est proportionnelle au produit de ces masses et inversement proportionnelle au carré de leur distance.

Désignons par :

m et m' les masses magnétiques en présence ;

d la distance ;

μ (prononcez mu) un coefficient qui dépend du milieu interposé entre les masses m et m' , la force f de l'action sera donnée par l'expression :

$$f = \pm \frac{1}{\mu} \cdot \frac{mm'}{d^2}.$$

Le signe $+$ se rapporte aux forces répulsives et le signe $-$ aux forces attractives.

Dans l'air on convient de prendre $\mu = 1$ et alors

$$f = \pm \frac{mm'}{d^2}.$$

Supposons que les deux masses m et m' soient égales, qu'elles représentent deux masses ou nord et qu'elles agissent à la distance de 1 centimètre avec une force de 1 dyne ; on a

$$1 = + m^2, \text{ d'où } m = 1.$$

L'unité de masse magnétique dans le système C. G. S. est donc la masse qui, placée dans l'air, à la distance de 1 centimètre d'une masse identique la repousse avec une force égale à 1 dyne.

CHAMP DE FORCE MAGNÉTIQUE. — On appelle, en général, champ de force l'espace dans lequel se fait sentir l'action d'une force. Ainsi la pesanteur exerce son action autour du globe terrestre sur une hauteur *considérable* puisqu'un corps quelconque jeté dans l'atmosphère terrestre tombe vers la terre. On dit qu'il y a un *champ de pesanteur* ou un *champ gravifique terrestre*.



FIG. 8.

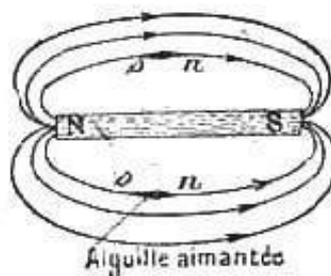


FIG. 9.

Or, puisque les pôles d'un aimant attirent de la limaille, c'est qu'il existe un champ de force produit par l'aimant dans l'espace qui l'entoure. On appelle *champ magnétique de l'aimant*. Théoriquement, il est infini ; pratiquement, il est nul à des distances assez faibles.

En même temps, puisqu'une aiguille aimantée libre de se mouvoir dans un plan horizontal autour de son centre de gravité prend toujours la direction nord-sud, c'est que la terre exerce une action sur cette aiguille. Il existe donc un champ magnétique terrestre.

LIGNES DE FORCE DU CHAMP MAGNÉTIQUE. — On peut se faire une idée du champ magnétique d'un aimant en plaçant sur cet aimant un carton saupoudré de limaille de fer très fine. Donnons avec de légers chocs au carton, la limaille s'oriente sous l'action de l'aimant et dessine des lignes courbes qui vont du pôle nord au pôle sud.

Ces lignes sont appelées *lignes de force du champ magnétique*. Une petite aiguille aimantée placée sur l'une de ces courbes en un point se place de telle sorte à être tangente à la courbe considérée, son pôle sud étant dirigé vers le pôle nord de l'aimant et son pôle nord vers le pôle sud de l'aimant.

Les courbes ou lignes de force sont considérées comme allant du pôle nord au pôle sud de l'aimant et on admet qu'elles se prolongent à l'intérieur où elles vont du pôle sud au pôle nord ; le pôle sud est la face d'entrée, le pôle nord, la face de sortie (Fig. 9.)

Dans le champ de pesanteur, les lignes de force au contraire sont des lignes droites qui vont converger vers le centre de la terre ; elles indiquent la verticale en chaque point d'observation.

INTENSITÉ DU CHAMP MAGNÉTIQUE. — Pour connaître quantitativement un champ magnétique, il faut l'explorer et mesurer en chacun de ses points la grandeur de la force qui s'exerce sur la masse unité.

a) Admettons qu'en un point P du champ, la force qui s'exerce sur la masse magnétique + 1 soit égale à \mathbf{H} dynes ; si en P l'on place la masse m , la force qui s'exerce sur cette masse sera égale à :

$$f = m\mathbf{H}, \text{ d'où } \mathbf{H} = \frac{f}{m}.$$

Faisons dans cette formule $f = 1$, $m = 1$, il vient $\mathbf{H} = 1$. L'unité d'intensité d'un champ magnétique est celle d'un champ qui agit sur la masse unité avec une force égale à une dyne. On l'exprime en gauss.

b) Si le champ est créé par un pôle d'aimant de masse M , situé à une distance d de P, l'action que M exerce sur m est, dans l'air :

$$f = \frac{mM}{d^2} = m\mathbf{H},$$

d'où l'on tire :

$$\mathbf{H} = \frac{M}{d^2}.$$

Remarque I. — L'expression *intensité du champ* est peu employée ; on dit avec la même signification tout simplement *champ*. Ainsi lorsqu'on dit qu'en un point le champ a une valeur de 20 gauss, il faut entendre que l'unité de masse y subit une action égale à 20 dynes. Le mot *champ* a donc deux significations : espace et force qu'il ne faut pas confondre.

Remarque II. — La considération du champ dans l'étude du magnétisme n'a rien qui doive étonner ; dans les phénomènes de la pesanteur, on le rencontre également. Le champ de pesanteur en un point est la force qui s'exerce en ce point sur l'unité de masse, c'est-à-dire sur le gramme. On la désigne par la lettre g . Elle est égale à 980 dynes. Quand la masse placée au point considéré est égale à m grammes, la force qui s'y exerce est m fois plus grande :

$$f = 980 m.$$

Or, cette force n'est autre chose que le poids de la masse m . $P = 980 m$.

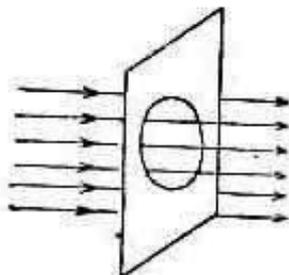


FIG. 10.

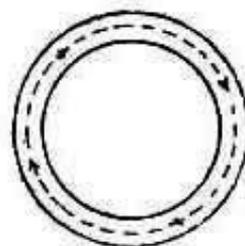


FIG. 11.

Remarque III. — On peut représenter un champ par des lignes de force en nombre égal à l'intensité par centimètre carré. Ainsi le champ magnétique terrestre a pour valeur (composante horizontale) 0,2 gauss, il peut être représenté avec 2 lignes de force par 10 cm². (Fig. 10.) Le champ

de pesanteur terrestre serait, dans les mêmes conditions, représenté par 981 lignes de force par cm^2 .

FLUX MAGNÉTIQUE. — Traçons en un point P du champ magnétique une surface S normale à la direction du champ. On appelle flux à travers la surface S, et on désigne par la lettre **F** le produit du champ par la surface S et par le coefficient caractéristique du milieu

$$F = \mu_0 H S.$$

Dans l'air, $\mu_0 = 1$, faisons $H = 1$, $S = 1$, il vient $F = 1$. D'après cela l'unité de flux est le flux qui traverse une surface de 1 cm^2 normale au champ dont la valeur est égale à 1 gauss. Le flux s'exprime en maxwells.

Remarque I. — Si la surface n'est pas normale au champ, l'expression est un peu plus compliquée ; on projette S sur un plan normal au champ et l'on obtient une surface S'. C'est cette surface S' qui intervient dans le calcul du flux.

Remarque II. — Un champ dont les lignes de force sont parallèles est appelé champ uniforme.

CIRCUIT MAGNÉTIQUE. — Si nous plions un barreau aimanté de manière que les deux pôles se touchent, les lignes de force de l'aimant resteront toujours à l'intérieur de l'aimant et il n'y aura dans l'espace aucune portion de flux dispersée ; seulement il n'existera plus de pôles et plus d'actions à distance. Un tel système constitue un *circuit magnétique fermé*. (Fig. 11.)

On appelle, en général, circuit magnétique le chemin que suit un flux magnétique déterminé ; ce circuit sera caractérisé par le coefficient μ correspondant à la matière qui le constitue et qu'on appelle la *perméabilité du milieu*. Pour l'air, $\mu = 1$, pour le fer, μ dépend de l'intensité du champ H.

La notion de perméabilité magnétique est très importante et il convient de tenir que le fer et ses dérivés : l'acier, la fonte et le nickel, sont les métaux magnétiques, les autres ont une perméabilité faible



CHAPITRE III

Électrostatique ou Électricité en équilibre.

I. — ÉLECTRISATION.

ÉLECTRISATION PAR FROTTEMENT. — Prenons à la main un morceau de verre et frottons-le avec un chiffon de drap ; il attire ensuite les corps légers tels que petits morceaux de papier, barbes de plume, balle de bureau, etc. On exprime ce fait en disant que le verre s'est *électrisé*, qu'il s'est chargé d'*électricité*, qu'il a acquis par frottement une *charge électrique*. L'électricité apparaît ainsi, par définition, comme la cause de la propriété acquise par le verre.

Si l'on procède de même avec de l'ambre, de la résine, de l'ébonite, de la paraffine, on leur communique la propriété électrique.

Mais l'électricité qui apparaît sur le verre n'est pas identique à celle qui apparaît sur la résine. Aussi, pendant longtemps on appela la première : *électricité vitrée* ; la seconde : *électricité résineuse*. Plus tard, on trouva plus commode de désigner celle du verre par *électricité positive* et celle de la résine par *électricité négative*.

Tous les corps de la nature se comportent comme le verre ou la résine : il n'y a par conséquent que deux espèces d'électricité. Mais chez une catégorie de corps, comme le verre ou la résine, l'électricité reste à l'endroit frotté, tandis que chez une autre catégorie, elle se répand sur toute la surface ; les uns, les premiers, sont des corps mauvais conducteurs, les autres bons conducteurs. Pour que le frottement fasse apparaître sur ces derniers la propriété électrique, il faut les tenir par l'intermédiaire d'un corps mauvais conducteur, qui l'isole du corps humain. C'est pourquoi les premiers sont aussi appelés *isolants*.

CORPS CONDUCTEURS ET CORPS ISOLANTS. — Les corps que l'on classe parmi les bons conducteurs sont les suivants : corps humain, corps des animaux, métaux, charbon, paille, lin, sol, dissolution des sels et des acides.

Ceux que l'on comprend parmi les isolants sont l'air, les gaz, la benzine, l'huile d'olive, le pétrole, le coton, la soie, la gomme laque, le soufre, la paraffine, le mica, le verre, l'ambre, la résine, l'ébonite. Le bois est conducteur en électrostatique mais isolant avec les courants de haute fréquence.

En réalité, la frontière entre les conducteurs et les isolants n'est pas bien définie. Tous les corps sont plus ou moins conducteurs, mais la différence est énorme entre les plus isolants et les plus conducteurs.

PRODUCTION SIMULTANÉE DES DEUX ÉLECTRICITÉS. — On ne peut produire une des deux électricités sans produire l'autre. Un disque de verre frotté avec un autre, couvert de drap sur la surface de frottement,

se couvre d'électricité positive, mais le second l'est d'électricité négative. Si on les rapproche à nouveau en les plaçant l'un sur l'autre, toute trace d'électrisation disparaît bientôt. On dit qu'ils sont revenus à l'état neutre.

AUTRES MODES D'ÉLECTRISATION. — Il existe une infinité d'autres procédés d'électrisation : contact, chaleur, etc...

Remarque. — Les deux électricités n'ont pas les mêmes propriétés. Ainsi un morceau de potassium bien nettoyé et électrisé négativement se décharge quand on le soumet aux rayons ultra-violet ; au contraire, ceux-ci n'ont aucune action si la charge est positive.

Dans ces dernières années, on a acquis la certitude que la matière est formée d'atomes. Tout atome comprend un centre où la matière est concentrée et autour duquel gravitent de petites particules d'électricité négative désignées sous le nom d'électrons. Les électrons n'ont aucun support matériel, la vitesse dont ils sont animés demeure faible, mais elle peut devenir très grande.

La charge totale de l'atome est nulle : si des électrons le quittent, une charge positive apparaît sur le corps ; si des électrons arrivent sur le corps, une charge négative apparaît. C'est ainsi que le verre frotté avec du drap laisse apparaître de l'électricité positive, parce que sous l'influence du frottement des électrons ont quitté le verre et, par le drap et le corps de l'opérateur, ils sont allés au sol. Le contraire se produit avec l'ébonite : des électrons quittent le drap et vont sur l'ébonite qui reste électrisée négativement ; les électrons du corps et du sol neutralisent le drap.

II. — ACTIONS ÉLECTRIQUES.

On trouve expérimentalement que les masses de même signe se repoussent et que des masses électriques de signes contraires s'attirent. Coulomb a trouvé la loi de ces actions.

Appelons q et q' les charges électriques qui se trouvent sur deux corps électrisés très légers, dont les centres sont à la distance d . La force f qui s'exerce entre elles a pour valeur :

$$f = \pm \frac{1}{K} \frac{qq'}{d^2}$$

Ce qui veut dire que la force est proportionnelle aux masses ou charges électriques q et q' et inversement proportionnelle au carré de leur distance. K est un coefficient caractéristique du milieu interposé entre les deux masses. Dans l'air, on peut le faire égal à 1 ; alors

$$f = \pm \frac{qq'}{d^2}$$

et si l'on fait $f = 1$, $d = 1$, $q = q'$, on a $q = 1$. C'est l'unité de charge électrique définie par la loi de Coulomb. L'unité de charge électrique est la charge qui, agissant dans l'air à une distance de 1 centimètre, sur une charge égale, la repousse avec une force égale à 1 dyne. Pratiquement, on prend le coulomb qui vaut 3×10^9 unités définies comme ci-dessus.

Calculons la force qui s'exerce entre deux coulombs placés à un kilomètre de distance. On remplace dans la formule précédente d par 1 kilomètre = 1.000 mètres = 100.000 centimètres, q et q' par 3×10^9 ; il vient :

$$f = \frac{3 \times 10^9 \times 3 \times 10^9}{(10^5)^2} = 9 \times 10^4 \text{ dynes}$$

Or, la dyne est la 981^e partie du gramme poids ou la 981.000^e partie du kilogramme ; en exprimant en kilogrammes, on a :

$$f = \frac{9 \times 10^9}{981 \times 10^3} = \text{environ } 900 \text{ kilogrammes.}$$

Le coulomb est donc une quantité d'électricité très grande, impossible à produire par les procédés qu'on vient d'énumérer, mais que l'industrie produit facilement par d'autres moyens.

Remarque I. — La formule qui représente la loi de Coulomb est, en réalité, la résultante d'actions très complexes dues à l'influence du milieu, caractérisé par la valeur K.

Remarque II. — La force est attractive quand les charges sont de signe contraire et répulsive dans le cas de charges de même signe.

III. — CHAMP ÉLECTRIQUE.

Les définitions données à propos du champ magnétique sont valables ici. Puisqu'une charge électrique attire les corps légers, c'est qu'il existe un champ électrique autour d'elle.

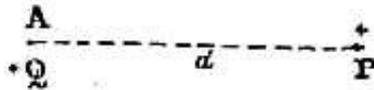


FIG. 12.

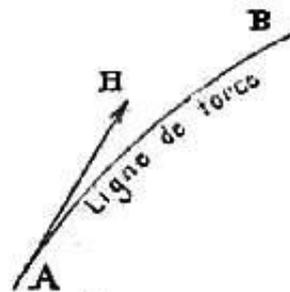


FIG. 13.

Supposons en un point A (Fig. 12) un corps S chargé d'une quantité d'électricité Q et admettons qu'au point P, situé à une distance d de A, se trouve une charge électrique + 1 ; d'après la loi de Coulomb, on a une action

$$H = \frac{1}{K} \times \frac{Q}{d^2}.$$

Cette action a reçu le nom d'intensité du champ électrique en P. On la désigne d'une manière plus rapide, mais incorrecte, par l'expression *champ électrique en P*. Le mot champ a ainsi une double signification. On voit que H diminue en raison inverse de d^2 .

REPRÉSENTATION GRAPHIQUE DU CHAMP ÉLECTRIQUE. — Considérons à nouveau une charge électrique + 1 et supposons qu'elle puisse prendre

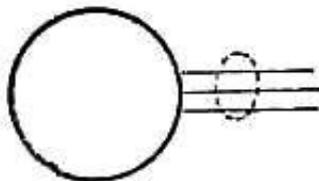


FIG. 14.

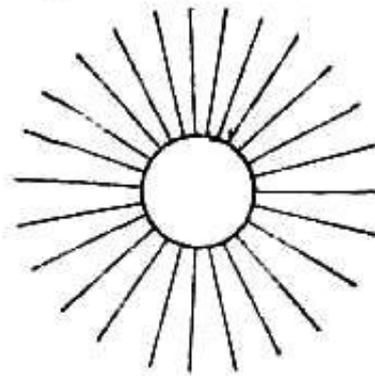


FIG. 15.

un mouvement uniquement déterminé par le champ ; elle décrira une ligne, appelée *ligne de force du champ* et, en chaque point de cette ligne, l'intensité H y sera tangente.

Un champ sera plus ou moins fort suivant que H est plus ou moins intense. *Par convention*, on convient de prendre autant de lignes de force par centimètre carré que H contient d'unités. Si un champ a une valeur 3, on prend pour le représenter graphiquement au point considéré P , 3 lignes de force qui partent du corps et traversent une surface de 1 centimètre carré autour de P .

Nous donnons ci-après la représentation de quelques champs : si une sphère est isolée dans l'espace, les lignes de force seront des droites, prolongement des rayons de la sphère. (*Fig. 15.*) Si elle est voisine du sol, ces lignes s'incurveront de manière à parvenir au sol. (*Fig. 16.*) Deux surfaces métalliques parallèles ont pour lignes de force des droites perpen-

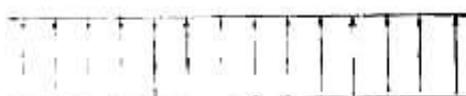


Fig. 17.

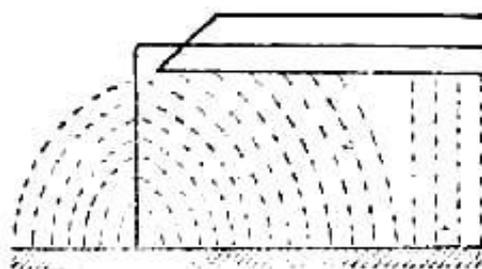


Fig. 19.

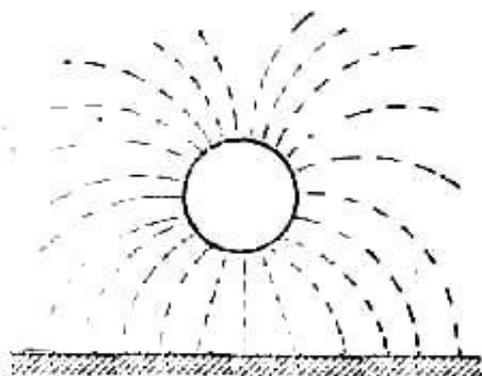


Fig. 18.

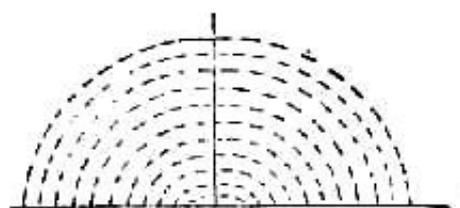


Fig. 16.

diculaires aux surfaces, tout au moins dans la partie centrale. (*Fig. 17.*) Un fil vertical isolé à un bout et à la terre par l'autre a comme lignes de force des courbes qui vont du fil au sol. (*Fig. 18.*) Si l'on dispose au sommet une nappe multifilaire, les lignes prennent une forme plus irrégulière. (*Fig. 19.*)

CHAMP PRODUIT PAR DEUX CHARGES ÉGALES ET DE SIGNES CONTRAIRES. — Quand on se trouve en présence de deux charges égales et de signes contraires, l'expression du champ est un peu plus compliquée ; on démontre qu'il est inversement proportionnel au cube de la distance d .

$$H = \frac{1}{K} \frac{Q}{K'd^3}$$

CHARGES INDUITES. — Supposons une sphère S chargée positivement ; dans le voisinage, plaçons un cylindre de cuivre isolé ; dans la partie A voisine de S , on constate la présence d'une charge négative ; dans la partie B la plus éloignée de S , c'est une charge positive. (*Fig. 20.*) Touchons B avec le doigt, l'électricité positive s'en va au sol à travers le corps humain ; enlevons le doigt et éloignons le cylindre de la sphère, il conserve sa charge négative.

Le phénomène serait inverse si la charge de S était négative. Nous avons aussi un procédé très commode pour charger un corps d'électricité.

Donc, tout conducteur à l'état neutre, placé dans un champ, s'électrise. Le phénomène est appelé *influence ou induction électrostatique* : il y a un corps inducteur et un corps induit.

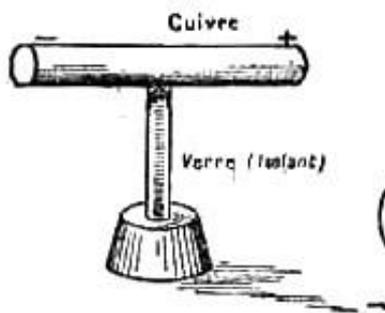


FIG. 20.

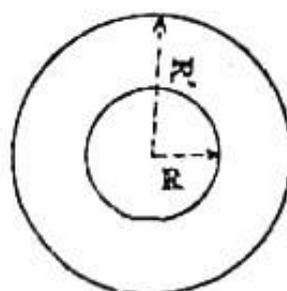


FIG. 21.

L'explication de cette action est simple si l'on considère le cylindre C comme composé d'atomes ; autour des centres des atomes se meuvent des électrons en nombre suffisant pour neutraliser les noyaux ; sous l'action du champ, les électrons sont attirés dans la partie la plus voisine, et dans la partie éloignée on a les restes positifs. Quand on met le point B au sol, les électrons du sol sont attirés par la charge positive qu'ils viennent neutraliser.

On constate que les charges électriques se portent toujours à l'extérieur ; si un champ agit sur un conducteur creux, aucune charge électrique n'apparaît à l'intérieur. La surface conductrice constitue donc une protection contre les effets du champ, un écran. La surface peut être continue ou discontinue, l'effet d'écran n'est pas diminué.

IV. — POTENTIEL ÉLECTRIQUE.

Lorsqu'on met un corps conducteur électrisé en communication avec le sol, il se décharge ; cette décharge donne lieu à un déplacement d'électricité qu'on appelle *courant*. La cause du courant est une différence de niveau entre le conducteur et le sol. Cette différence de niveau a reçu le nom de potentiel.

En tous les points d'un même conducteur en équilibre, le potentiel est le même. Ainsi le potentiel du sol est constant. On le prend pour terme de comparaison et on suppose qu'il est nul.

Supposons que l'on veuille transporter sur un conducteur qui possède une charge électrique Q à un potentiel déterminé que nous appellerons V une charge q ; en vertu de la loi de Coulomb, il s'exerce entre Q et q une force répulsive que nous aurons à vaincre et qui est égale à chaque instant à $f = \frac{1}{K} \frac{Qq}{d^2}$. Si l'on double la charge Q du conducteur, l'effort à vaincre sera doublé et ainsi de suite. L'effort est donc proportionnel à la charge Q.

D'autre part, si au lieu de la charge q, on veut amener sur le conducteur une charge 2q, l'effort sera également doublé et ainsi de suite.

Or, l'effort est proportionnel à la fois au chemin parcouru et à la force ; ici, la force vaut

$$f = \frac{1}{K} \frac{Qq}{d^2}.$$

le chemin est d, le travail T sera

$$T = fd.$$

Mais f est variable, d est variable ; en traitant la question par le calcul on trouve que

$$T = \frac{1}{K} \times \frac{Qq}{d}$$

Supposons que ce soit l'unité de quantité d'électricité que l'on veuille transporter du sol au conducteur chargé de la quantité Q , on a

$$T = \frac{1}{K} \times \frac{Q}{d}$$

Cette quantité $T = \frac{1}{K} \frac{Q}{d}$ est appelée le potentiel du conducteur et on la désigne par la lettre V . Le potentiel est donc numériquement égal au travail qu'il faut dépenser pour amener l'unité de quantité d'électricité du sol jusqu'au conducteur. D'une manière générale, l'énergie qu'il faut mettre en œuvre pour amener une quantité q d'électricité du sol au conducteur sera

$$W = Vq.$$

Inversement, une masse électrique q portée à un potentiel V peut restituer une énergie

$$W = Vq,$$

si elle tombe tout entière du potentiel V .

L'unité de potentiel est le volt qui correspond au travail de 1 joule effectué par un coulomb.

ÉNERGIE D'UN CONDUCTEUR. — En général, l'énergie d'un corps conducteur ayant une charge Q à un potentiel V ne possède qu'une énergie

$$W = \frac{1}{2} QV \text{ joules,}$$

parce que la chute de Q n'est pas tout entière effectuée à partir de la valeur V mais d'une valeur moyenne $\frac{V}{2}$.

EXPRESSION DU CHAMP ÉLECTRIQUE. — Nous avons vu que le champ électrique avait pour expression

$$H = \frac{1}{K} \frac{Q}{d^2}$$

Il est donc égal à $H = \frac{V}{d}$

C'est le quotient d'un potentiel par une longueur ; on l'évalue en volts par centimètres.

VI. — CAPACITÉ ÉLECTRIQUE.

Si la charge d'un conducteur devient double, son potentiel devient double ; si celle-là triple, celui-ci devient triple. Si la charge devient n fois plus grande, le potentiel devient n fois plus grand. On peut donc poser :

$$Q = CV.$$

V étant le potentiel et Q la charge. Le facteur de proportionnalité C s'appelle la capacité du conducteur.

L'unité de capacité est le *farad*: c'est la capacité d'un conducteur, qui, pour augmenter son potentiel de 1 volt, demande une charge de 1 coulomb. C'est une grandeur énorme.

Cette définition, donnée par l'expression précédente, suppose que le conducteur est isolé dans l'espace; si d'autres corps l'entourent, la capacité change.

Une sphère isolée dans l'espace a une capacité proportionnelle à son rayon, exprimé en centimètres

$$C = \frac{K}{9 \times 10^{11}} R$$

C désigne des farads. On emploie souvent le microfarad qui vaut 1/1.000.000 de farad

$$C \text{ microfarad} = K \frac{1}{9 \times 10^9} \times R$$

Ainsi la terre qui a 6.366 kilomètres de rayon a une capacité égale à :

$$C = \frac{1}{9 \times 10^9} \times 636.600.000 = 707 \text{ microfarads environ,}$$

car l'on peut faire $K = 1$, ainsi que nous l'avons indiqué plus haut.

Une sphère entourée d'une autre sphère voit sa capacité augmenter; soit R le rayon de la sphère intérieure, (fig. 21) R_1 celui de la sphère extérieure; on trouve que la capacité de la première est devenue :

$$C = \frac{K}{9 \times 10^9} \frac{RR_1}{R_1 - R}$$

Si R_1 est voisin de R, RR_1 est voisin de R^2 , en multipliant haut et bas par 4π , on a, en posant $R_1 - R = d$:

$$C = \frac{K}{9 \times 10^9} \times \frac{4\pi R^2}{4\pi d}$$

Comme $4\pi R^2$ égale la surface de la sphère, on a finalement :

$$C = \frac{1}{900.000} \times \frac{KS}{4\pi d}$$

On démontre que cette formule est générale pour n'importe quelle forme de conducteurs placés en regard l'un de l'autre. La capacité d'un tel système de conducteurs augmente donc; il peut recevoir une quantité plus grande d'électricité qu'un seul conducteur isolé et de même forme. on dirait qu'il condense l'électricité, d'où son nom de *condensateur*.

D'une manière générale, on appelle condensateur un système de deux surfaces métalliques parallèles, séparées par un isolant appelé diélectrique, pouvant recevoir une forme d'ailleurs quelconque. La capacité est en microfarads :

$$C = \frac{1}{900.000} \times \frac{KS}{4\pi d}$$

S étant la surface des conducteurs en regard, en centimètres carrés, d leur distance en cm., K le coefficient caractéristique du milieu interposé ou diélectrique, $\pi = 3,14$. On peut simplifier et écrire :

$$C \text{ microfarads} = \frac{0,0885}{10^6} \times \frac{KS}{d}$$

La valeur de K est donnée par le tableau suivant :

Caoutchouc.....	2	Alcool.....	25
Gutta-percha.....	1	Benzine.....	2
Mica.....	6	Pétrole.....	2
Papier.....	2	Huile d'olive.....	3
Paraffine.....	2	Vaseline.....	2
Verre.....	7	Air.....	1
Eau pure.....	80	Vide.....	1

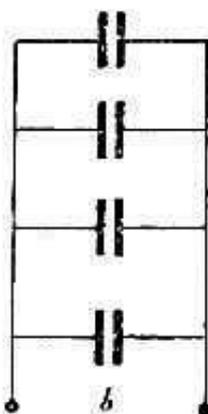
Remarque. — Les surfaces en regard sont appelées les armatures du condensateur.

GROUPEMENT DES CONDENSATEURS. — On peut grouper les condensateurs en série ou en parallèle. (Fig. 22.)



Condensateurs en série

FIG. 22



Condensateurs en parallèle

FIG. 23

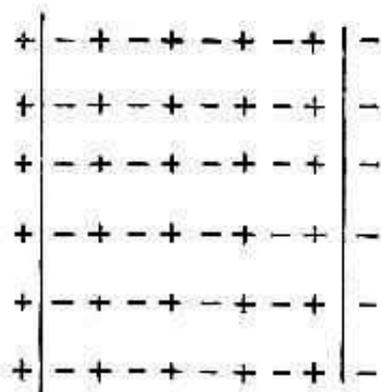


FIG. 24

En série, leur disposition est indiquée par la figure 22 ; si l'on désigne par $C_1, C_2, C_3, \dots, C_n$ les capacités des n condensateurs groupés ensemble, le condensateur équivalent aura une capacité C donnée par l'expression

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots + \frac{1}{C_n}$$

L'inverse de la capacité est égale à la somme des inverses des capacités des éléments : C est toujours plus petite que la plus petite des valeurs $C_1, C_2, C_3, \dots, C_n$.

En parallèle, on a (fig. 23) :

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + \dots + C_n$$

ENERGIE D'UN CONDENSATEUR. — On a vu que l'énergie d'un conducteur portant une charge Q au potentiel V a pour valeur

$$W = \frac{1}{2} QV.$$

D'ailleurs $Q = CV$, il en résulte, en remplaçant Q par sa valeur,

$$W = \frac{1}{2} CV^2.$$

Remarque importante. — Si l'on décharge un condensateur au moyen d'une étincelle, on peut, au bout d'un certain temps, en retirer une autre plus faible, puis une troisième. La première décharge ayant fait disparaître toute trace d'électricité, si on obtient d'autres étincelles, c'est que de l'énergie était localisée ailleurs que sur les armatures : elle ne peut l'être que dans le diélectrique caractérisé par le coefficient K , appelé pouvoir inducteur spécifique. On admet aujourd'hui, en effet, que les molécules du milieu se polarisent, c'est-à-dire se chargent alternativement d'électricité positive et négative (*fig. 24*) orientées suivant la direction du champ électrique; l'énergie serait localisée dans ce milieu et aurait pour valeur

$$W_v = K \frac{H^2}{8\pi} \text{ joules,}$$

par unité de volume du diélectrique.

CHARGE MAXIMUM D'UN CONDENSATEUR. — Théoriquement, un condensateur peut prendre une charge infinie; en fait, lorsque le potentiel dépasse une certaine valeur, une étincelle éclate et les deux armatures reviennent à l'état neutre. Cette valeur dépend de la nature du diélectrique.

On nomme rigidité diélectrique d'un corps la tension maximum que supporte une lame de ce corps ayant une épaisseur de 1 cm. sans que l'étincelle jaillisse au travers.

La tension en milliers de volts ou, comme on dit, en kilovolts que peuvent supporter les différents diélectriques est indiquée ci-après :

Verre	160 à 180
Ébonite	500
Mica.....	1.000
Papier paraffiné	400 à 500

En pratique, on se tient beaucoup plus bas que ces valeurs.

TYPES DE CONDENSATEUR. — Comme types de condensateurs on connaît les bouteilles de Leyde, les condensateurs au papier, les condensateurs au pétrole, au mica; on distingue aussi les condensateurs fixes et les condensateurs variables. Une antenne avec une nappe horizontale forme un condensateur fixe dont l'une des armatures est la nappe, l'autre le sol.



CHAPITRE IV

Électrodynamique.

COURANT ÉLECTRIQUE. — Nous avons vu que l'électricité pouvait donner lieu à des déplacements ; si entre deux points d'un conducteur on établit une différence de potentiel constante égale à V , il se produit dans ce conducteur un déplacement constant d'électricité qu'on nomme courant électrique et qui se manifeste par des effets calorifiques, chimiques, magnétiques, etc.

INTENSITÉ D'UN COURANT. — On appelle intensité d'un courant, la quantité d'électricité qui traverse une section quelconque du conducteur pendant une seconde. L'intensité se désigne par I et s'exprime en ampères.

Un ampère est un courant de un coulomb par seconde. Les courants se mesurent avec des appareils nommés ampèremètres. En télégraphie, on a souvent besoin de courants de l'ordre du millième d'ampère ou milli-ampère ; aussi existe-t-il des appareils qui permettent de mesurer des courants de cette grandeur.

RÉSISTANCE D'UN CONDUCTEUR. — La différence de potentiel V (en abrégé d. d. p.) existant entre deux points A et B d'un conducteur, on peut vérifier que le courant qui circule entre A et B est proportionnel à V ; on peut donc poser

$$I = kV,$$

k est le facteur de proportionnalité qui caractérise le conducteur et mesure son aptitude à laisser passer le courant ; on l'appelle *conductance* du conducteur. Son inverse

$$R = \frac{1}{k}$$

est la *résistance* du conducteur, de sorte qu'on peut écrire

$$I = \frac{V}{R}.$$

L'intensité d'un courant est numériquement égale au quotient du potentiel par la résistance.

La résistance s'exprime en *ohms*. Un ohm est la résistance d'un conducteur qui laisse passer un courant de un ampère sous une d. d. p. de un volt.

La résistance R varie d'après la nature du métal, sa longueur et sa section : en désignant par ρ un coefficient caractéristique du métal, par l la longueur du conducteur, en centimètres, par s sa section en centimètres carrés, on trouve que la résistance R vaut

$$R = \rho \times \frac{l}{s} \text{ ohms.}$$

Pour avoir la signification physique de ρ , il suffit de prendre un conducteur de 1 centimètre de long et de 1 centimètre carré de section, on a alors

$$R = \rho.$$

ρ est donc la résistance d'un cube de 1 centimètre de côté. C'est une valeur très faible : pour éviter des 0 à la partie décimale, on l'exprime en millièmes d'ohm ou, comme on dit, en *microhms*. On l'appelle *résistivité* du métal.

La température fait varier la valeur de ρ ; si nous désignons par ρ_0 la valeur à zéro degré, par ρ_t la valeur à t° , par $\rho_{t'}$ la valeur à t' degrés et par α un coefficient numérique variable suivant la nature du métal, on a :

$$\begin{aligned} \rho_t &= \rho_0 (1 + \alpha t) \\ \rho_{t'} &= \rho_t [1 + \alpha(t' - t)]. \end{aligned}$$

La table ci-après donne les valeurs de ρ et de α à 20° pour un certain nombre de métaux et d'alliages communément employés.

RÉSISTIVITÉ DES MÉTAUX

MÉTAL	VALEUR de ρ à 20° .	COEFFICIENT de température α à 20° .	OBSERVATIONS
Aluminium.....	2,828	0,0039	
Antimoine.....	41,7	0,0036	
Bismuth.....	120	0,004	
Cadmium.....	7	0,002	
Constantan.....	49	0,00001	58 % cuivre, 41 % nickel 1 % manganèse.
Cuivre.....	1,724	0,00393	
Argent pur.....	1,460	0,00377	
Argentan de Siemens.	30	0,00035	60 % Cu, 25 % Zn, 15 % Ni.
Fer.....	9	0,0063	
Platinoïde.....	41,7	0,0002	
Rhéostatine.....	48	0,000011	(Cu + Nickel).
Chrome nickel.....	110	0,000011	
Nikron.....	121	0,00012	
Maillechort XXX....	42	0,00023	60 % Cu + 25 % Zn + 15 % Ni.
Ferro-nickel.....	78,3	0,00092	
Manganine.....	46,7	0,00004	84 Cu + 12 Mn + 4 Ni
Nichrome.....	100	0,0004	
Charbon.....	6.700	0,0005	
Silocrine.....	2,064	0,0028	77 Cu + 17 Ni + 2 Fe + 2 Zn + 2 Co.
Rhéostène.....	76,4	0,0011	70 Cun + 30 Mn.

Les exemples suivants montrent comment on peut s'en servir.

1° Trouver la résistance de 100 mètres de fil de cuivre à 15° , le diamètre du fil étant de 3 millimètres.

Réponse : La résistivité ρ_t du cuivre à 20° étant de 1,724, à 15° elle sera de :

$$\rho'_t = \rho_{15} [1 + \alpha(15 - 20)] = 1,724 [1 - 5 \times 0,00393] = 1,689.$$

La valeur de la résistance sera, avec 100 mètres = 10.000 cm.

$$R = \rho_{15} \times \frac{l}{s} = \frac{1,689}{10^6} \times \frac{10.000}{\pi \times \frac{0,3^2}{4}} = 0^{\text{ohm}},24.$$

2° On veut établir un rhéostat de 20 ohms avec un métal qui soit le moins encombrant possible, mais ayant un diamètre de 1 millimètre. Quel fil et quelle longueur devra-t-on choisir ?

Réponse : Le nichrome a une résistivité de 100 microhms centimètres ; on aura, pour 20°

$$R = \frac{100}{10^6} \times \frac{l}{s}$$

$$s = \frac{\pi(0,1)^2}{4} = \frac{\pi \times 0,01}{4} \text{ puisque la section est égale à } \frac{\pi d^2}{4}, d \text{ étant le dia-}$$

mètre ; en remplaçant R par 20 et s par sa valeur, on trouve pour l :
 $l = 1.570 \text{ centimètres} = 15,70 \text{ mètres.}$

Remarque I. — La longueur l est ordinairement exprimée en mètres, s en millimètres carrés ; alors, la formule à employer est

$$R = 10^4 \rho \times \frac{lm}{s \text{ mm}^2},$$

Remarque II. — Pour les résistances élevées, on emploie le mégohm qui vaut 1 million d'ohms.

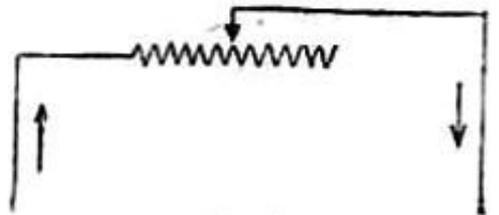


FIG. 25.

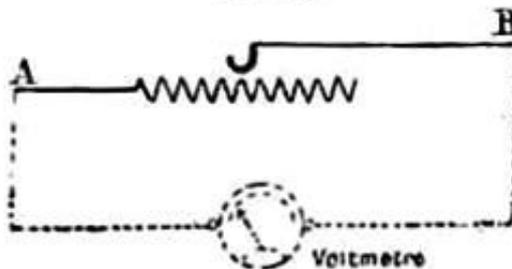


FIG. 27.

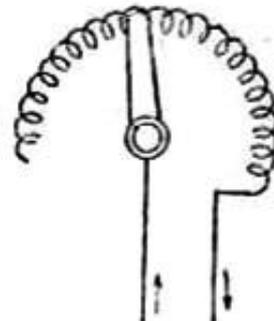


FIG. 26.

Remarque III. — En fonction du poids p et de la densité d, la résistance est

$$R = \rho \frac{l^2 d}{p}.$$

Remarque IV. — L'inverse c de ρ est la conductibilité spécifique du métal.

CONTROLE DU COURANT. — Dans les appareils de T. S. F., comme, du reste, dans tous ceux de l'industrie, il est nécessaire de surveiller la valeur du courant qui circule dans les conducteurs. On le fait au moyen de résistances variables qu'on introduit dans le circuit.

Ces résistances variables peuvent prendre des formes diverses :

EXEMPLE : rhéostat simple (fig. 25) variant d'une manière continue; rhéostat circulaire (fig. 26) pouvant varier d'une façon continue.

LOI D'OHM. — Nous avons vu que la valeur du courant I en fonction du potentiel V était donnée par l'expression :

$$I = \frac{V}{R} = \frac{V}{\rho \frac{l}{cs}} = \frac{V}{\rho} \cdot \frac{cs}{l}$$

Cette expression est désignée sous le nom de *loi d'Ohm*. Elle est d'une grande importance et nous allons l'examiner avec quelque détail.

Établissons entre deux points A et B d'un circuit une d. d. p. de V volts. On mesure cette différence de potentiel au moyen d'un voltmètre dont nous verrons plus tard le principe (fig. 27); faisons varier la résistance entre A et B. Soit $V = 24$ volts et R prenant successivement les valeurs 2, 3, 4, 6, 8, 12 ohms; le courant aura pour valeur 12, 8, 6, 4, 3, 2 ampères. Si, sur deux axes ou droites perpendiculaires l'une à l'autre, on prend des divisions égales représentant sur l'une les courants et sur l'autre les résistances, on obtient la courbe de la figure 28, qui représente une hyperbole. L'hyperbole donne donc la représentation graphique de la loi d'Ohm pour une tension constante.

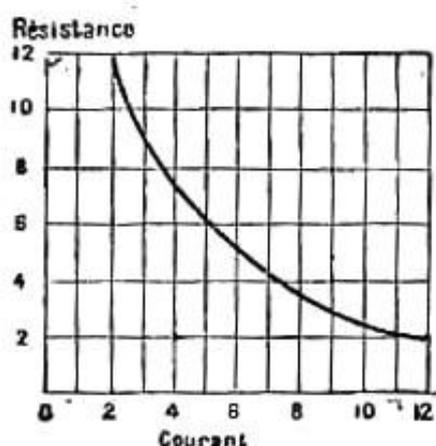


FIG. 28.

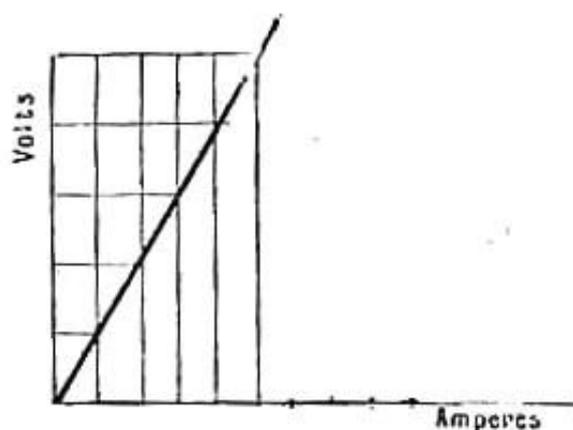


FIG. 29.

Faisons maintenant la résistance constante et égale à 2 ohms et donnons à la tension des valeurs croissantes. Pour 2, 4, 6, 8, 10, 12 volts, le courant a pour valeur 1, 2, 3, 4, 5, 6 ampères. Portons sur l'axe horizontal des longueurs égales qui représentent 2 volts, sur l'axe vertical des longueurs égales qui représentent 1 ampère; menons des parallèles aux axes par les points de division et joignons les points de rencontre de ces parallèles correspondantes à une combinaison, nous obtenons une droite.

La droite représente donc graphiquement la loi d'Ohm lorsque la résistance est constante.

Pour une résistance variable, quelle que soit la cause de la variation, la ligne n'est pas une droite. Cette conséquence importante sera rappelée lorsque nous étudierons la détection.

FORCE ÉLECTROMOTRICE. — La loi d'Ohm s'applique toujours tant que le conducteur utilisé est homogène; alors on a :

$$V = RI.$$

Mais il peut arriver que ce conducteur ne soit plus homogène et que la

différence de potentiel entre les points considérés A et B soit différente de RI.

Alors, deux cas sont à envisager :

1^{er} cas. — V est supérieur à RI ($V > RI$), on dit qu'il y a entre A et B un récepteur qui absorbe une partie de la tension. Désignons cette partie absorbée par E ; on peut écrire :

$$V - E = RI.$$

2^e cas. — V est inférieur à RI ($V < RI$), on dit alors qu'il y a un générateur entre A et B, lequel fournit une tension E, laquelle s'ajoute à la tension V. On peut écrire :

$$V + E = RI.$$

Dans le 1^{er} cas, E est une force *contre-électromotrice* ; dans le 2^e cas, elle est *électromotrice*. Les forces contre-électromotrice et électromotrice s'expriment en volts.

Les principaux générateurs sont les piles, chimiques ou thermoélectriques, les accumulateurs et les machines tournantes (dynamos). On donne le nom de pôle + à la borne où la tension est la plus élevée et le nom de pôle — à la borne où la tension est la plus faible.

LOI D'OHM GÉNÉRALISÉE. — On voit par les expressions précédentes que la loi d'Ohm peut toujours s'appliquer. On a en effet :

$$I = \frac{V \pm E}{R},$$

selon qu'il s'agit du premier ou du second cas. On peut, d'ailleurs, supposer plusieurs récepteurs ou plusieurs générateurs et l'on aura :

$$I = \frac{V \pm E_1 \pm E_2 \pm E_3 \pm \dots}{R}$$

Cette propriété est appliquée dans la charge des accumulateurs. Supposons une batterie de 80 volts à charger avec du secteur continu à 110 volts. Nous verrons plus tard que les accus ont au commencement de la charge 1,8 volt et à la fin 2,5 volts ; la batterie de 80 volts a 40 éléments. Au début elle possède donc une tension de $1,8 \times 40 = 72$ volts, et à la fin une tension de $2,5 \times 40 = 100$ volts. Le courant I sera

$$I = \frac{110 - 72}{R} \text{ au début de la charge}$$

$$I = \frac{110 - 100}{R} \text{ à la fin de la charge.}$$

Le courant I étant constant, R devra être variable.

Remarque. — La quantité $RI = V$ est appelé chute de tension.

Dans un récepteur, il se produit une chute de tension.

Dans un générateur, il se produit également une chute de tension et, dans les deux cas, elle est égale au produit de la résistance intérieure par le courant. Pour un générateur on a donc :

$f. m. =$ chute à l'intérieur + chute en ligne + tension utilisée.

Ou, sous une forme plus succincte :

$$E = rI + RI + e,$$

r étant la résistance intérieure, R la résistance extérieure, e la tension utilisée dans un récepteur ; si celle-ci est nulle, on a

$$E = rI + RI = I(r + R),$$

d'où

$$I = \frac{E}{R + r}$$

C'est la loi d'Ohm, sous la forme que lui donna Pouillet qui la découvrit expérimentalement sans connaître les travaux du savant allemand Ohm.

ASSOCIATION DE RÉISTANCES. — Les résistances en série (fig. 30) s'ajoutent ; la résistance équivalente R est la somme des résistances en série $R_1, R_2, R_3, \dots, R_n$.

$$R = R_1 + R_2 + \dots + R_n.$$

Si ces résistances sont égales à l'une d'entre elles R_1 , on a :

$$R = nR_1.$$

25 résistances en série ayant chacune 3 ohms valent :

$$R = 3 \times 25 = 75 \text{ ohms.}$$

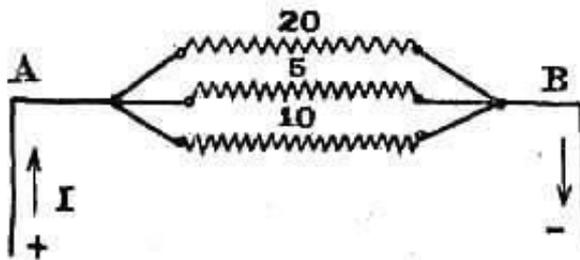


FIG. 32.



FIG. 31

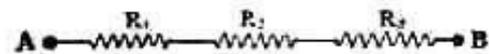


FIG. 30.

Quand les résistances sont en parallèle, ce sont les conductances qui s'ajoutent, et la conductance équivalente est la somme des conductances associées. (Fig. 31.)

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}$$

Dans le cas où les résistances sont égales à l'une d'entre elles, R_1 ,

$$\frac{1}{R} = \frac{n}{R_1} \text{ d'où } R = \frac{R_1}{n}.$$

Ainsi, quand on a 4 résistances égales à 220 ohms en parallèle entre deux points A et B d'un circuit, la résistance équivalente est égale à

$$\frac{220}{4} = 55 \text{ ohms.}$$

APPLICATION I. — Un courant total de 77 ampères circule dans un circuit où l'on a inséré en parallèle trois résistances : la première de 5 ohms, la deuxième de 10 ohms, la troisième de 20 ohms. Trouver le courant dans chaque branche. (Fig. 32.)

La résistance totale est donnée par :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{5} + \frac{1}{10} + \frac{1}{20} = \frac{4}{20} + \frac{2}{20} + \frac{1}{20} = \frac{7}{20},$$

d'où $R = \frac{20}{7}$ ohms. La chute de tension totale dans les dérivation est :

$$E = RI = \frac{20}{7} \times 77 = 220 \text{ volts.}$$

Le courant dans chaque branche sera égal à la tension appliquée aux bornes divisées par la résistance de chacune d'elles.

$$I_1 = \frac{220}{5} = 44$$

$$I_{2,3} = \frac{220}{10} = 22$$

$$I_{4,5,6} = \frac{220}{20} = 11$$

soit :

77 ampères.

APPLICATION II. — Une génératrice de courant dont la résistance intérieure est égale à 2 ohms et la tension aux bornes 20 volts est connectée à un circuit qui comprend en série une résistance de 1 ohm, puis 3 résistances parallèles de 1, 2, 3 ohms, puis trois résistances parallèles de 4, 5, 6 ohms. Trouver le courant total. (Fig. 33.)

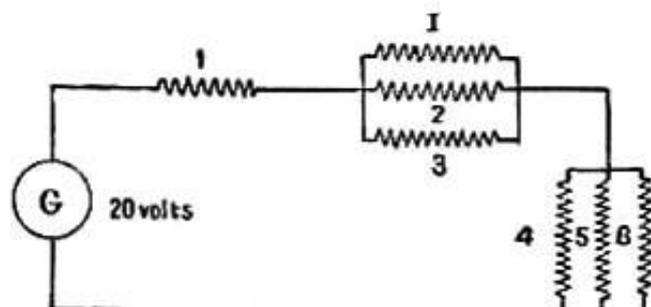


FIG. 33.

Solution. — La résistance de la première dérivation est donnée par :

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{1} + \frac{1}{2} + \frac{1}{3} = \frac{6}{6} + \frac{3}{6} + \frac{2}{6} = \frac{11}{6},$$

d'où $R_1 = \frac{6}{11}$ d'ohms.

La résistance de la deuxième dérivation est :

$$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{4} + \frac{1}{5} + \frac{1}{6} = \frac{15}{60} + \frac{12}{60} + \frac{10}{60} = \frac{37}{60},$$

d'où $R_2 = \frac{60}{37}$ d'ohm.

La résistance totale est :

$$2 + 1 + \frac{11}{6} + \frac{60}{37} = 5 + \frac{68}{407} \text{ d'ohm.}$$

Le courant total sera :

$$I = \frac{20}{5 + \frac{68}{407}} = 3,87 \text{ ampère.}$$

ASSOCIATION DE GÉNÉRATEURS. — Les générateurs de courants caractérisés par leur *f. e. m.* *E* et leur résistance intérieure *r* peuvent s'associer en série, en parallèle ou en mixte comme les résistances.

L'association en série consiste à connecter le premier avec le second, le pôle — du premier au pôle + du deuxième, par exemple ; le pôle — du deuxième au pôle + du troisième, et ainsi de suite ; on aura ainsi deux bornes libres : le pôle + du premier et le pôle — du dernier. (Fig. 34.)

L'association en parallèle consiste à connecter ensemble toutes les bornes + et ensemble toutes les bornes —. On a ainsi un pôle + et un pôle —. (Fig. 35.)

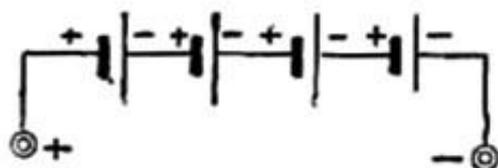


FIG. 34.

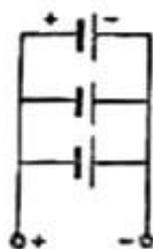


FIG. 35.

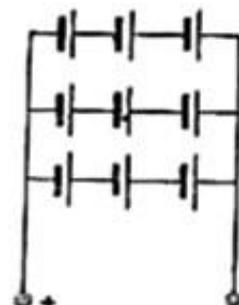


FIG. 36.

L'association mixte est une combinaison qui réunit plusieurs séries en parallèles. (Fig. 36.)

Ordinairement, on associe des éléments identiques, c'est-à-dire ayant la même force électromotrice E (*f.e.m.*) et la même résistance intérieure r .

Pour l'arrangement série, le courant à travers une résistance extérieure R que donnent n éléments de *f. e. m.* E et de résistance r , a pour valeur :

$$I = \frac{n E}{nr + R}$$

Pour l'arrangement en parallèle :

$$I = \frac{n E}{r + nR}$$

Pour l'arrangement mixte de n éléments disposés en q séries parallèles comprenant chacune p éléments :

$$I = \frac{p E}{\frac{pr}{q} + R} = \frac{pqE}{pr + qR} = \frac{n E}{pr + qR}$$

Le courant maximum aura lieu dans ce dernier cas lorsque $pr = qR$. C'est-à-dire quand la résistance extérieure est égale à la résistance intérieure.

SHUNT. — Les circuits électriques sont souvent disposés pour qu'une partie seulement du courant circule dans un appareil de mesure, ainsi que le montre la figure 37 : on dit que l'appareil est shunté. Le courant dans chaque branche est inversement proportionnel à la résistance.

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{r_2}{r_1}$$

Si l'on veut que dans la branche r_1 ne passe que la $1/100^{\text{e}}$ partie du courant total $I = i_1 + i_2$, on devra prendre pour r_1 une résistance convenable qu'il est facile de calculer et qu'on trouve égale à la quatre-vingt-dix-neuvième partie de r_2 . Si on appelle généralement s la résistance du

shunt et r celle de l'appareil, le courant i_a qui circule dans cet appareil a pour valeur :

$$i_a = I \frac{s}{r + s}$$

Exemple. — Calculer la valeur du shunt qu'il faut appliquer aux bornes d'un appareil qui ne peut se laisser traverser que par courant de 1 ampère et dont la résistance est de $1/10$ d'ohm, le courant total étant de 10 ampères.

$$i_a = 1/10 \text{ de } I, \text{ par suite } \frac{s}{r + s} = \frac{1}{10} \text{ on tire } s = \frac{1}{90} \text{ d'ohm.}$$

POTENTIOMÈTRE. — En général, le potentiomètre est un arrangement de circuits pour mesurer une d. d. p. ou une tension. Il peut s'employer pour la détermination des tensions de toutes valeurs au moyen de la loi d'Ohm. En T. S. F. et dans les ouvrages qui traitent de la radio-technique, on lui donne le sens particulier de « distributeur de tension ». Entre les bornes d'une source d'électricité, une résistance élevée est intercalée ; il se produit une chute de tension le long de cette résistance. (Fig. 38.) Soit, par exemple, une source dont la *f. e. m.* est de 4 volts, la résistance intérieure étant négligeable : appliquons entre ses bornes une résistance de 500 ohms ; le courant qui y circule sera :

$$i = \frac{4}{500} = 0,008 \text{ ampère.}$$

pour chaque ohm, la chute de tension sera donc de $8/1000$ de volt ; en faisant une prise à la résistance qui a pour valeur 20 ohms, nous aurons une chute de tension de :

$$U = Ri = 20 \times 0,008 = 0,16 \text{ volts.}$$

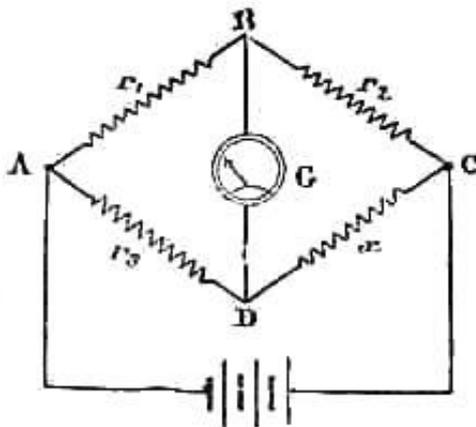
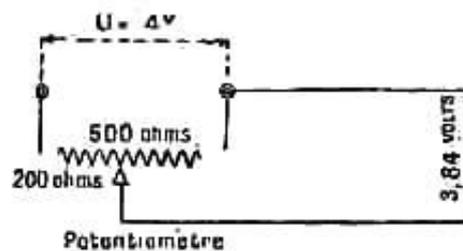
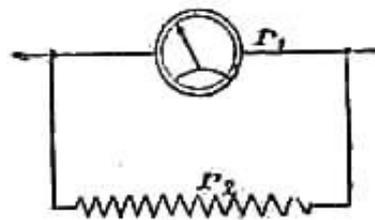


FIG. 39.



Potentiomètre

FIG. 38.



Shunt

FIG. 37.

La tension existant à ce point sera donc :

$$4 - 0,16 = 3,84 \text{ volts.}$$

Si la variation est continue, on peut obtenir toutes les tensions que l'on désire entre 0 et 4 volts.

PONT DE WHEATSTONE. — Le pont de Wheatstone est un circuit qui sert à mesurer les résistances inconnues. (Fig. 39.) Entre les points A et C existe une différence de potentiel V ; la branche AB a une résistance de r_1 ohms, la branche BC une résistance de r_2 ohms, la branche AD mesure r_3 ohms et la branche DC, qui renferme la résistance inconnue, mesure x ohms ; entre les points B et C on a intercalé un galvanomètre et on s'arrange pour qu'aucun courant ne traverse cet appareil. S'il en est ainsi, c'est que les potentiels en B et C sont égaux et le même courant I_1 passe tout le long de ABC ; le même courant I_2 passe aussi tout le long de ADC ; on conclut facilement que :

$$x = r_2 \times \frac{r_3}{r_1}$$

Pour faire varier r_2 , $\frac{r_2}{r_1}$ étant constant, on construit des boîtes de résistance.

PERTES PAR CHALEUR. — Quand un courant traverse un conducteur de résistance R, pendant un temps t , il y a un dégagement de chaleur tel que l'on a :

$$Q = \frac{1}{4,18} RI^2t$$

L'énergie transformée en chaleur est donc :

$$W = RI^2t$$

Ou en tenant compte de la loi d'Ohm, $I = \frac{E}{R}$

$$W = \frac{E^2}{R}t$$

C'est une première forme ; on peut aussi tirer $R = \frac{E}{I}$; alors

$$W = EI t \text{ joules.}$$

PUISSANCE. — On appelle puissance la quantité d'énergie par seconde que possède un courant ; il suffit de faire $t = 1$.

$P = EI = \frac{E^2}{R} = RI^2$ joules par seconde ou watts. Un watt est une énergie de 1 joule par seconde.

APPLICATION. — Quelle puissance faut-il pour alimenter 100 lampes dont chacune consomme 0,5 ampère sous 110 volts ?

Chaque lampe demande :

$$P = 0,5 \times 110 = 55 \text{ watts,}$$

100 lampes demandent une puissance :

$$P = 55 \times 100 = 5.500 \text{ watts ou 5,5 kilowatts.}$$

Or, 735 watts valent un cheval vapeur (CV). La puissance en CV sera :

$$\frac{5.500}{735} = 7,48 \text{ chevaux vapeurs.}$$



CHAPITRE V

Champ magnétique d'un courant.

EXISTENCE DU CHAMP MAGNÉTIQUE. — Disposons verticalement un fil de cuivre que nous faisons parcourir par un courant de quelques ampères et auquel nous faisons traverser un morceau de carton placé horizontalement. Saupoudrons ce carton de limaille et donnons-lui, du doigt, quelques légers chocs : la limaille de fer s'oriente et dessine des circonférences dont le centre se trouve au point où le fil traverse le carton. (Fig. 40.) Une petite aiguille aimantée disposée sur une de ces circonférences se place tangentiellement à la courbe.

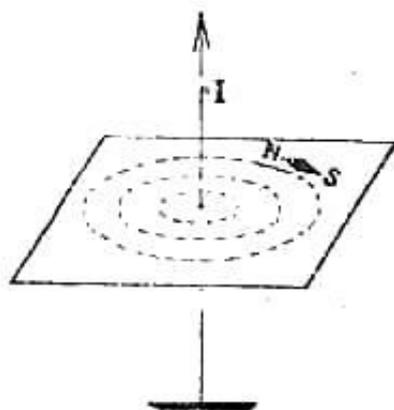


FIG. 40.

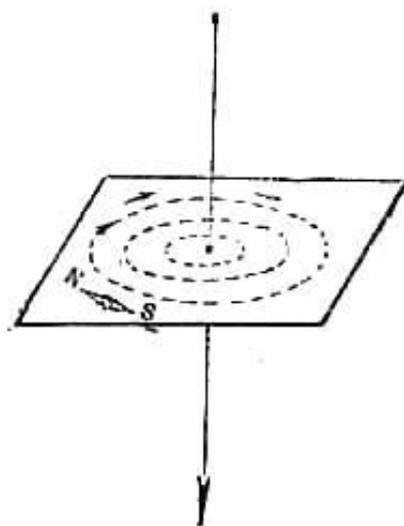


FIG. 41.

En changeant le sens du courant, on change de 180° l'orientation de l'aiguille aimantée, mais les autres éléments de l'expérience ne bougent pas. (Fig. 41.)

Ces circonférences sont les lignes de force du champ magnétique créé par le courant, et dans les deux cas elles ont une direction opposée. Il existe donc autour du courant un champ magnétique comme il en existe autour d'un aimant. Seulement, le champ du courant cesse avec le courant, tandis que celui de l'aimant est permanent.

DIRECTION DU CHAMP. — Si l'on suppose un bonhomme couché le long du fil, de manière que le courant entre par les pieds et sorte par la tête, et regardant le pôle nord d'une aiguille aimantée, ce bonhomme voit l'aiguille se déplacer vers sa gauche. La gauche du bonhomme est la gauche du courant. On peut alors dire d'une manière très brève : Le pôle nord de l'aiguille se porte à la gauche du courant.

C'est la règle donnée par Ampère. Maxwell a, de son côté, observé que si l'on fait marcher un tire-bouchon dans le sens du courant, le sens de rotation est celui des lignes de force. On peut donc reconnaître le champ au moyen de cette règle dite du *tire-bouchon de Maxwell*.

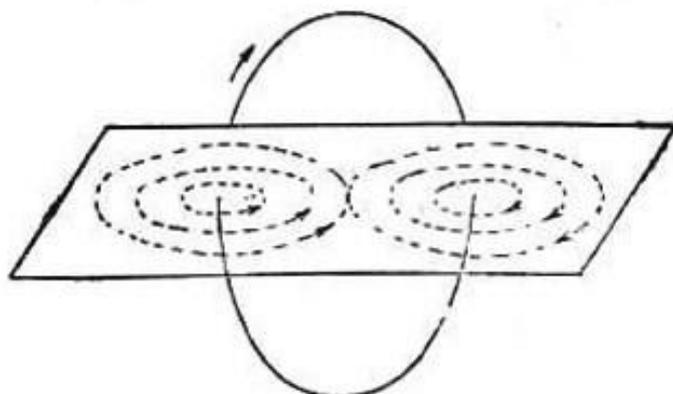


FIG. 42.

CHAMP D'UN CONDUCTEUR CIRCULAIRE. — Lorsqu'on donne au conducteur une forme circulaire, toutes les lignes de force passent par l'intérieur du cercle et ont la même direction. (Fig. 42.) Il y a, comme dans un aimant, une face d'entrée et une face de sortie des lignes de force. On peut, dès lors, assimiler un courant circulaire à un aimant très mince, plat, circulaire auquel on a donné le nom de *feuillelet magnétique*. La face d'entrée sera la face sud, la face de sortie la face nord. Le feuillelet se comporte comme un aimant.

SOLÉNOÏDE. — Une série de spires circulaires identiques disposées de manière à former un cylindre droit forment un solénoïde. Les feuillelets qu'elles engendrent lorsqu'elles sont parcourues par un courant sont placés de manière que les pôles de noms contraires se regardent ; leurs actions s'annulent donc, sauf pour les spires extrêmes qui sont de polarité différente. On a ainsi un véritable aimant qui possède toutes les qualités des aimants. (Fig. 43 et 44.)

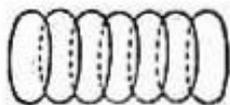


FIG. 43.

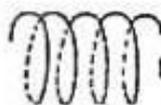


FIG. 44.

INTENSITÉ DU CHAMP MAGNÉTIQUE. — Considérons une spire circulaire de rayon R et parcourue par un courant d'intensité I ampères ; le calcul montre que la valeur du champ magnétique au centre de la spire a pour valeur :

$$H_1 = \frac{2\pi I}{10R}$$

Avec n spires identiques, on a un champ, lorsque les spires se touchent :

$$H_2 = \frac{2\pi n I}{10R}$$

Pour un solénoïde de longueur l centimètres et de n spires,

$$H = \frac{4\pi n l}{10l} = 1,25 \frac{n I}{l}$$

la quantité nI s'appelle nombre d'ampères-tours, la quantité $\frac{nI}{l}$ nombre d'ampères-tours spécifiques.

Ainsi, pour un solénoïde ayant un mètre = 100 centimètres de longueur, 400 spires et parcouru par un courant égal à 20 ampères, on a :

$$H = 1,25 \times \frac{400 \times 20}{100} = 100 \text{ gauss.}$$

A l'extérieur du solénoïde, le champ se calcule comme pour un aimant; mais la masse magnétique m se remplace par la quantité $\frac{nI}{l} S$ où S désigne la surface d'une spire.

Lorsque, dans un solénoïde, on introduit un noyau de fer, le flux acquiert une valeur notablement supérieure, le nombre de lignes de forces qui traversent ce noyau est beaucoup plus grand qu'à travers l'air. Si dans l'air le champ est H , dans le fer, de perméabilité μ , il aura pour valeur par unité de surface :

$$B = \mu H = 1,25\mu \frac{nI}{l}$$

B est appelée l'induction magnétique.

VALEUR DU FLUX MAGNÉTIQUE. — A travers un noyau de fer de perméabilité μ et de section S , le flux sera :

$$F = \mu HS = 1,25\mu \frac{nI}{l} S = 1,25 \frac{nI}{l} \mu S$$

Cette formule présente une certaine analogie avec la loi d'Ohm:

$$I = \frac{E}{R}$$

Cette analogie conduit à désigner $1,25 nI = E$ par le nom de force magnétomotrice et $\frac{l}{\mu S} = R$ par le nom de reluctance, alors

$$F = \frac{E}{R}$$

expression identique à la formule d'Ohm $I = \frac{E}{R}$. Mais cette analogie n'est qu'apparente, car μ varie avec I .



CHAPITRE VI

L'Induction magnétique.

PHÉNOMÈNES FONDAMENTAUX. — Lorsqu'un fil conducteur F est parcouru par un courant, il se crée autour de ce fil un champ magnétique dont les lignes de force sont des lignes fermées. (Fig. 41.) Approchons de ce fil une boucle conductrice ayant une surface S ; elle embrasse un flux

$$F = B \times S,$$

si la surface S est perpendiculaire à la direction des lignes de force.

Faisons varier ce flux ; il se produit dans la boucle une *f. e. m.* et, par suite, un courant qu'on appelle *force électromotrice d'induction et courant d'induction ou courant induit*.

La variation du flux à travers la surface S peut se produire de multiples façons. Le flux étant égal à l'induction multipliée par la surface, et l'induction ayant pour valeur le champ multiplié par la perméabilité, on a pour valeur du flux l'expression

$$F = \mu HS,$$

équivalente à la précédente. Pour faire varier F , on peut faire varier μ , c'est ce qui se produit dans les alternateurs Alexanderson ; on peut faire varier H en faisant changer le courant ; on peut faire varier S en changeant son orientation par rapport aux lignes de force ; c'est ce qui se fait dans les dynamos. De toute façon, le courant et la *f. e. m.* induits ne se produisent que par la variation du flux, et durant cette variation. Leur valeur est d'autant plus grande que la durée de la variation est plus petite. Si Φ (prononcer *phi*) est la variation du flux F pendant le temps t , la *f. e. m.* induite est :

$$e = \frac{1}{10^8} \frac{\Phi}{t} \text{ volts,}$$

et le courant prend pour valeur :

$$i_{\text{ampères}} = \frac{1}{10^8 R} \frac{\Phi}{t}$$

Le sens du courant est tel qu' H s'oppose à la variation du flux. Si le flux croît, le courant a un sens tel qu'il s'oppose à cette augmentation ; si le flux décroît, le sens du courant est tel qu'il s'oppose à cette diminution. Cette action est résumée par la loi de Lenz.

LOI DE LENZ. — Lorsque le flux embrassé par un circuit varie, il se produit dans le circuit une *f. e. m.* induite dont la valeur est proportionnelle à la variation du flux et inversement proportionnelle à la durée de la variation ; son signe est tel qu'il s'oppose à la cause qui la produit.

SELF-INDUCTION. — Quand un circuit C est connecté à une génératrice d'électricité, il s'y produit un courant qui engendre un flux et le flux dû au courant croît de la valeur 0 à une valeur Φ ; or, il est embrassé par le circuit C lui-même, et durant toute la durée de la variation une *f.e.m.* induite tendra à s'opposer à l'augmentation du flux, par suite à l'augmentation du courant. Le circuit a produit sur lui-même le phénomène de l'induction magnétique. C'est ce qu'on appelle le phénomène de la *self-induction* ou de l'*auto-induction*.

Ce flux Φ a pour valeur une expression de la forme

$$\Phi = L \times I.$$

L étant un coefficient de proportionnalité, c'est la valeur du flux qui traverse le circuit C lorsqu'il est parcouru par un courant de 10 ampères. On l'exprime en *henrys*. Un henry est le coefficient de self ou d'auto-induction d'un circuit dans lequel une *f.e.m.* de 1 volt est produite lorsque le courant varie de 1 ampère par seconde.

En pratique, on emploie le millihenry qui vaut le millième d'un henry et le microhenry qui vaut un millionième d'henry. Une bobine qui a une longueur de 280 millimètres et un diamètre de 127 millimètres, sur laquelle on a enroulé 150 tours de fil, a à peu près une self de 1 millihenry.

La self-induction s'oppose à l'établissement du courant dont la valeur est donnée par la loi d'Ohm; théoriquement, celle-ci n'est jamais atteinte; en pratique, ce courant s'établit après un temps assez court appelé *période variable du courant*.

INDUCTION MUTUELLE. — Le flux Φ qui traverse un circuit (2) lorsque le circuit (1) est parcouru par un courant I a pour valeur :

$$\Phi = MI,$$

M est le coefficient d'induction mutuelle, c'est la valeur du flux qui traverse le circuit (2) quand le circuit (1) est parcouru par un courant de 10 ampères; on l'exprime également en henrys; si t est la durée de la variation du circuit, il se produit dans (2) une *f.e.m.* e telle que l'on a :

$$e = \frac{1}{10^8} \times \frac{MI}{t}$$

Remarque I. — Le coefficient de self-induction désigné habituellement par la lettre majuscule L et le coefficient d'induction mutuelle désigné par M dépendent tous deux des dimensions des circuits. Pour une bobine très longue sans fer, on a :

$$L = \frac{NHS}{l}$$

$$\text{Comme } H = \frac{4\pi NI}{l}$$

$$L = \frac{4\pi N^2 S}{l}$$

l étant la longueur de la bobine, S la surface d'une spire, N le nombre de spires.

Les selfs en série s'ajoutent comme les résistances; si elles sont arrangées pour qu'il n'y ait pas d'induction mutuelle entre elles, on a :

$$L = L_1 + L_2 + \dots + L_n.$$

Si une induction mutuelle existe entre ces selfs en série, il faut en tenir compte. Avec deux selfs, par exemple, on a (fig. 46) :

$$L = L_1 + L_2 + 2M,$$

ou (fig. 47) :

$$L = L_1 + L_2 - 2M.$$

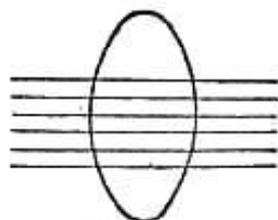


FIG. 45.



FIG. 46

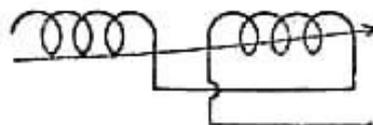


FIG. 47

Le coefficient d'induction mutuelle est, en effet, susceptible de prendre un signe, puisque le flux peut traverser un circuit soit par une face soit par une autre.

Les selfs en parallèle, non susceptibles de produire de l'induction mutuelle, se comportent comme des résistances en parallèle; si elles sont capables de s'induire mutuellement, l'effet est plus compliqué; avec deux selfs L_1 et L_2 , on a :

$$L = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 - 2M}.$$

Remarque II. — Dans le cas où la bobine de self contient un noyau magnétique, les calculs précédents ne sont plus valables; il en est de même du coefficient d'induction mutuelle. Ce n'est plus alors le champ H qui intervient, mais l'induction

$$B = \mu H.$$

H est alors le champ magnétisant.

ÉNERGIE INTRINSÈQUE DU COURANT. — On appelle énergie intrinsèque du courant le produit

$$W = \frac{1}{2} LI^2.$$

On peut la comparer à l'énergie d'un condensateur

$$W = \frac{1}{2} CV^2.$$

C'est l'énergie intrinsèque qui produit l'action magnétique, c'est pourquoi on l'appelle aussi énergie magnétique; elle existe dans le milieu qui entoure le circuit, on démontre qu'elle vaut $\frac{\mu H^2}{8\pi}$; de sorte que dans ce milieu il existe une énergie électrique $\frac{KH^2}{8\pi}$ et une énergie magnétique $\frac{\mu H^2}{8\pi}$, et l'énergie totale est :

$$W = \frac{KH^2}{8\pi} + \frac{\mu H^2}{8\pi}.$$

Remarque III. — Le coefficient d'induction mutuelle M de deux circuits possédant des selfs L_1 et L_2 est tel que l'on a

$$M^2 \leq L_1 L_2,$$

et l'on appelle couplage des deux circuits L_1 et L_2 le rapport k tel que l'on ait

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}.$$

Le maximum de k est donc l'unité.

COURANTS DE FOUCAULT. — L'induction mutuelle ne se produit pas seulement dans les circuits filiformes, mais aussi dans les masses métalliques conductrices. Les courants engendrés dans ces masses ont reçu le nom de courants de Foucault, du nom de celui qui les a découverts. Ils absorbent de l'énergie. Pour les empêcher, on feuillette les masses, en lames très minces.

CHAPITRE VII

Le courant alternatif.

DÉFINITIONS. — Un courant est dit *alternatif* lorsqu'il parcourt un circuit tantôt dans un sens, tantôt dans un autre, le maximum dans un sens étant égal à celui de l'autre et le changement se faisant dans des temps égaux.

Supposons, par exemple, que nous mesurions le courant qui circule dans un circuit pendant une seconde ; nous trouvons les valeurs suivantes :

TEMPS EN SECONDES	COURANT EN AMPÈRES	TEMPS EN SECONDES	COURANT EN AMPÈRES
1/360	0,174	19/360	0,174
2/360	0,342	20/360	0,342
3/360	0,500	21/360	0,500
4/360	0,643	22/360	0,643
5/360	0,766	23/360	0,766
6/360	0,866	24/360	0,866
7/360	0,940	25/360	0,940
8/360	0,985	26/360	0,985
9/360	1	27/360	1
10/360	0,985	28/360	0,985
11/360	0,940	29/360	0,940
12/360	0,866	30/360	0,866
13/360	0,766	31/360	0,766
14/360	0,643	32/360	0,643
15/360	0,500	33/360	0,500
16/360	0,342	34/360	0,342
17/360	0,174	35/360	0,174
18/360	0	36/360	0

et ainsi de suite pendant 324/360 de secondes suivantes.

Pendant les 18/360 de seconde, il circule dans un sens et en sens inverse pendant 18/360 de seconde qui suivent.

Si nous faisons les mêmes mesures pendant les secondes suivantes, nous retrouvons ces mêmes valeurs.

On dit qu'il est positif pendant la première moitié et négatif pendant la deuxième moitié. 1 est le maximum positif ; -1 le maximum négatif, et on l'écrit - 1.

On voit que le courant reprend périodiquement les mêmes valeurs, qu'il passe par des maxima dans un sens et des maxima égaux en sens opposé. Représentons ces variations graphiquement, en portant les temps

sur l'axe horizontal, les courants sur l'axe vertical ; menons par les divisions de temps des longueurs correspondantes aux intensités et réunissons les extrémités des droites ainsi obtenues, nous avons la courbe de la figure 48 qui représente ce qu'on appelle une *sinusoïde*.

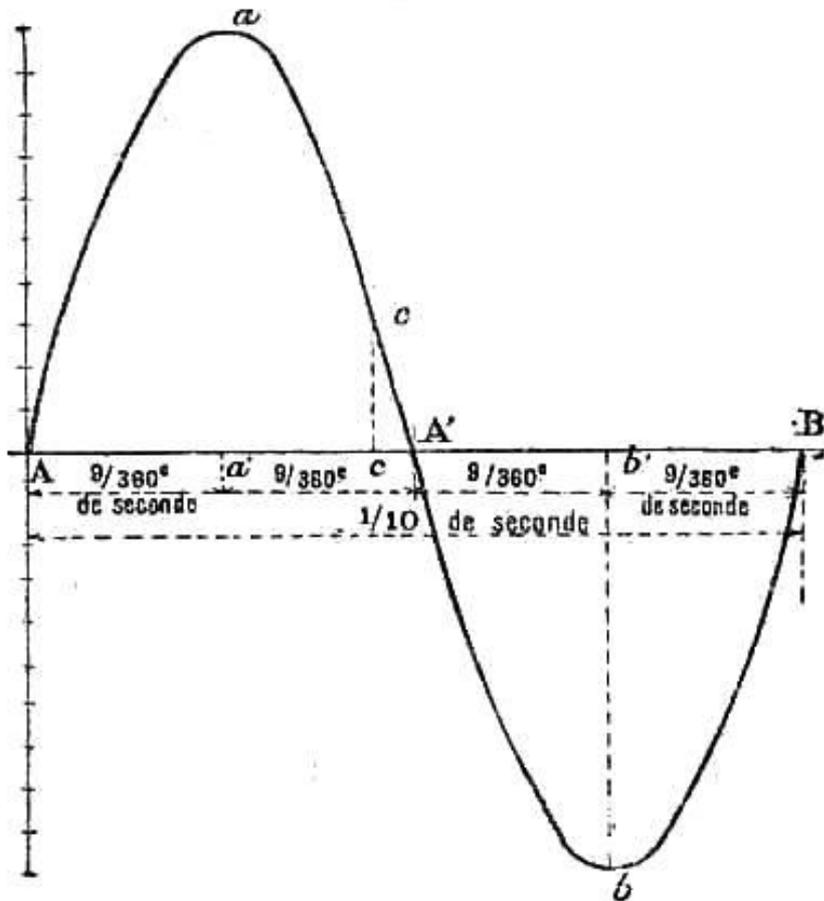


FIG. 48.

L'intervalle de $36/360^{\circ}$ de seconde ou $1/10^{\circ}$ de seconde est appelé la *période* du courant et l'ensemble de valeurs pendant cet intervalle s'appelle un *cycle*. La *fréquence* du courant est le nombre de périodes ou de cycles par seconde. Si l'on désigne par T la durée d'une période, le nombre de périodes par seconde est égal à :

$$f = \frac{1}{T}$$

f est la *fréquence* ; on voit que c'est l'inverse de la période.

Les courants industriels employés en France sont des courants alternatifs ayant 50 périodes par seconde : le courant décrit donc 50 cycles par seconde et sa période est de $1/50^{\circ}$ de seconde.

Les courants téléphoniques ont une fréquence de 16 à 10.000 par seconde et les courants employés en T. S. F. une fréquence supérieure à 20.000.

VALEUR MOYENNE ET VALEUR EFFECTIVE D'UN COURANT ALTERNATIF. — Si l'on fait passer un courant alternatif dans un ampèremètre destiné à mesurer les courants continus, le changement de courant est trop rapide pour actionner l'aiguille de l'instrument suivant le sens ; l'aiguille se fixe dans une position moyenne qui est le zéro. Il en résulte que la valeur moyenne du courant alternatif est nulle.

Mais nous avons vu que si un courant traverse un conducteur, celui-ci s'échauffe et l'énergie transformée en chaleur est :

$$W = RI^2t.$$

I entre dans cette expression par son carré ; que le courant soit alternatif ou continu, I^2 est toujours positif. Le courant alternatif chauffera donc les conducteurs tout comme les courants continus.

On appelle valeur efficace d'un courant alternatif la valeur du courant continu qui produit le même effet calorifique que le courant alternatif. Appelons I_m la valeur maximum positive ou négative du courant, l'efficace ou I_{eff} la valeur efficace, on trouve :

$$I_{eff} = 0,707 I_m.$$

FORCE ÉLECTROMOTRICE MAXIMUM, f.e.m. MOYENNE ET f.e.m. EFFICACE. — Puisqu'il y a un courant alternatif c'est qu'il existe une f.e.m. alternative qui possède une valeur maximum U_m , une f.e.m. moyenne nulle et une f.e.m. efficace U_{eff}

$$U_{eff} = 0,707 U_m.$$

Un circuit ayant une simple résistance R auquel on applique une f.e.m. alternative U_m donnera un courant I_m tel que :

$$I_m = \frac{U_m}{R},$$

ce qui entraîne

$$I_{eff} = \frac{U_{eff}}{R}.$$

PHASE ET ANGLE DE PHASE. — Considérons la figure 46 qui représente les variations d'un courant alternatif ; nous voyons que pour les points A et B la valeur du courant est la même ; on dit que les points sont en phase. Au contraire, les valeurs des courants, aux points A et C, B et C sont différentes ; on dit que ces points présentent une différence de phase.

Il est bon de représenter cette phase en temps ou en fraction de la longueur d'un cycle. Les points en phase présentent une distance égale à nombre entier de cycles ; les points A et A', A' et B, présentent une différence de phase égale à un demi-cycle ; les points A et a, a et A', A' et b, b et B présentent une différence de phase de un quart de cycle.

On a l'habitude de représenter les différences de phase en degrés ; un cycle correspond à 360° , un demi-cycle à 180° , un quart de cycle à 90° et ainsi de suite.

Les différences de phase se présentent quand on fait agir sur un même circuit deux f.e.m. alternatives qui ne passent pas au même instant par leur valeur maximum (fig. 49), ou encore lorsque le courant qui circule

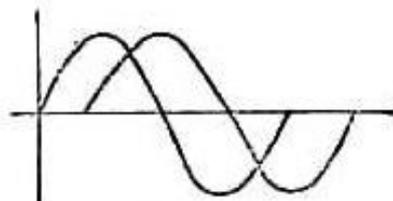


FIG. 49.

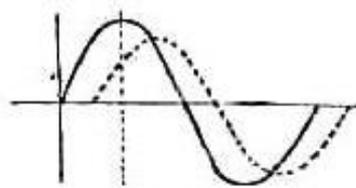


FIG. 50.

dans un circuit ne passe pas par sa valeur maximum au même instant que la f.e.m. Ainsi, dans la figure 50, la différence de phase est de 45° correspondant à $1/8^\circ$ de cycle.

Si le circuit ne contient qu'une seule résistance ohmique sans auto-inductance et sans capacité, le courant et la *f.e.m.* sont en phase. (Fig. 51.) Ils passent au même instant par les valeurs maxima, nulle et minima.

Quand les angles de phase diffèrent de 180° , les maxima et les minima opposés se présentent au même instant, les zéros ont lieu simultanément ; le courant qui résulte dans un circuit de deux *f.e.m.* différant de 180° est nul. (Fig. 52.)

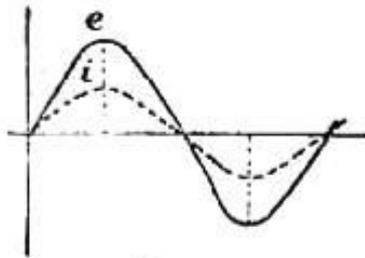


FIG. 51.

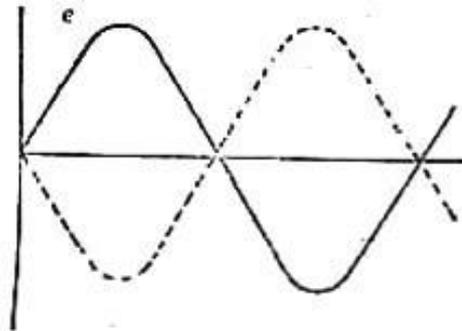


FIG. 52.

CIRCUIT AYANT EN SÉRIE UNE *f. e. m.* ALTERNATIVE ET UNE INDUCTANCE. — Un circuit qui contient en série une *f.e.m.* alternative E et une inductance est représenté par la figure dans laquelle L désigne une bobine ayant une inductance L. (Fig. 53.)

Un courant circule dans le circuit ; comme il varie, il produit un flux variable qui induit dans la bobine L une *f.e.m.* de self-induction d'autant plus grande que le courant change plus rapidement, c'est-à-dire que la fréquence est plus grande. D'après la loi de Lenz, cette force électromotrice s'oppose à l'effet de la *f.e.m.* appliquée. La figure 54 montre les variations de cette *f.e.m.* d'induction. Elle présente avec la *f.e.m.* une différence de phase de 90° .

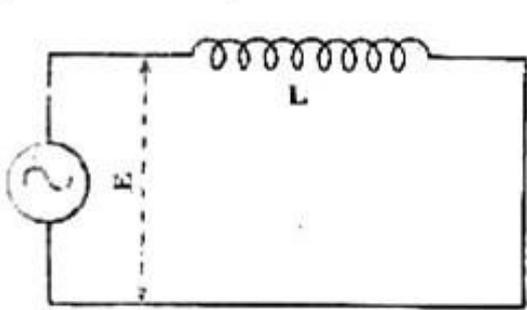


FIG. 53.

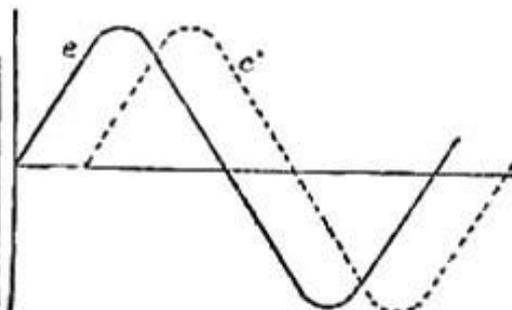


FIG. 54.

La valeur efficace de cette *f.e.m.* d'induction est égale à $6,28fL$, dans laquelle f est la fréquence, L le coefficient de self-induction, ou plus brièvement mais incorrectement la self, I la valeur efficace du courant ; par suite, la valeur efficace du courant est égale à

$$I = \frac{E}{6,28fL}$$

E étant la *f.e.m.* appliquée (valeur efficace).

La quantité $6,28fL$ est appelée réactance de self ; elle est d'autant plus grande que la fréquence est plus grande et que la bobine a un coefficient de self plus élevé. Elle s'exprime en ohms. Ainsi une bobine de 1 millihenry à la fréquence de 100.000 cycles par seconde a une réactance égale à :

$$X = 6,28 \times 100.000 \times 0,001 = 628 \text{ ohms.}$$

Pratiquement, on représente par le symbole ω (oméga) le produit 6,28/ et alors on a :

$$I = \frac{E}{\omega L}$$

On pose souvent $X = \omega L$ qui est alors l'analogie d'une résistance.

CIRCUIT CONTENANT EN SÉRIE UNE *f.e.m.* ALTERNATIVE DE VALEUR EFFICACE E , UNE RÉSISTANCE R ET UNE BOBINE DE SELF L . (Fig. 55.) — Il est pratiquement impossible de construire un circuit qui possède une résistance ohmique nulle ; on a toujours au moins une résistance R qui s'ajoute à l'inductance L . La *f.e.m.* instantanée qui produit un courant instantané i dans la résistance est Ri , le courant qui circule dans la self produit une *f.e.m.* de self-induction Xi , de sorte que la *f.e.m.* totale est :

$$e = Ri + Xi$$

Cette expression montre la relation qui existe entre les valeurs instantanées de e et de i , mais Ri et Xi ne sont pas en phase, s'ils l'étaient on se contenterait de les ajouter pour avoir la valeur efficace de e . On peut, s'en rendre compte en mettant des voltmètres aux bornes de la résistance de la self et de l'ensemble, la lecture du troisième appareil n'est pas la somme des deux lectures. On constate que le carré de la valeur efficace E_{eff} lue sur V'' est égal à la somme des carrés des deux autres *f.e.m.* lues sur V et V' .

$$E_{eff}^2 = (RI_{eff})^2 + (XI_{eff})^2 = I_{eff}^2 (R^2 + X^2)$$

d'où

$$E_{eff} = I_{eff} \sqrt{R^2 + X^2}$$

$$I_{eff} = \frac{E_{eff}}{\sqrt{R^2 + X^2}} = \frac{E_{eff}}{Z}$$

Z est l'impédance du circuit. E est en somme l'hypoténuse d'un triangle rectangle dont RI et XI sont les côtés de l'angle droit ; l'impédance totale Z est également l'hypoténuse d'un triangle rectangle dont R et X sont les côtés de l'angle droit.

Supposons $L = 0,1$ henry, $R = 10$ ohms, $f = 50$ cycles par seconde ; trouvons la *f.e.m.* nécessaire pour obtenir un courant de 5 ampères.

On a :

$$RI = 5 \times 10 = 50 \text{ volts}$$

$$XI = 5 \times 0,1 \times 6,28 \times 50 = 5 \times 31,4 = 157 \text{ volts.}$$

On obtient :

$$E = \sqrt{50^2 + 157^2} = 160 \text{ volts environ.}$$

Supposons au contraire que E vaille 110 volts, quel est le courant ?

On a : $R = 10$ ohms $X = 6,28 \times 50 \times 0,1 = 31,4$ ohms.

L'impédance est :

$$Z = \sqrt{10^2 + 31,4^2} = 33 \text{ ohms environ.}$$

Le courant aura pour valeur :

$$I = \frac{110}{33} = 3,33 \text{ ampères.}$$

La chute de tension dans la résistance est égale à :

$$3,33 \times 10 = 33,3 \text{ volts.}$$

La chute de tension dans la self :

$$3,33 \times 31,4 = 104,5 \text{ volts.}$$

FACTEUR DE PUISSANCE. — La puissance dissipée dans le circuit sous forme de chaleur est égale à :

$$RI_{eff}^2 = 10 \times (3,33)^2 = 110 \text{ watts.}$$

Le produit de la tension par l'intensité vaut :

$$3,33 \times 110 = 366,30.$$

Le rapport de la puissance dépensée en chaleur au produit des volts par les ampères est le facteur de puissance :

$$\rho = \text{Fact. Puiss.} = \frac{110}{366,3} = 0,3 \text{ environ.}$$

Notons d'ailleurs que l'on a :

$$\rho = \text{Fact. Puiss.} = \frac{RI_{eff}^2}{EI_{eff}} = \frac{RI}{E_{eff}}$$

comme $E = ZI$

$$\rho = \text{Fact. Puiss.} = \frac{RI}{ZI} = \frac{R}{Z} = \frac{10}{33}$$

Le facteur de puissance est donc le rapport de la résistance à l'impédance.

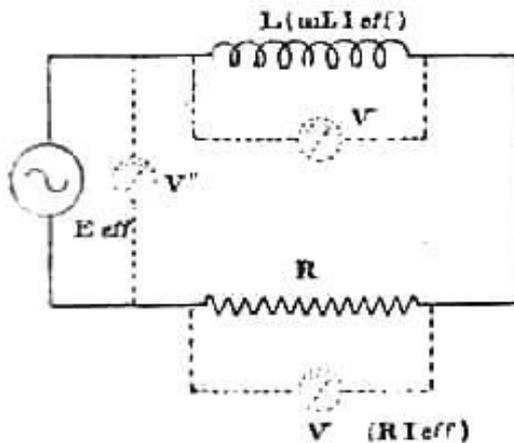


Fig. 55.

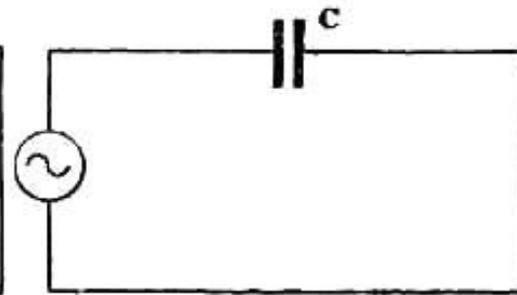


Fig. 56.

CIRCUIT COMPRENANT EN SÉRIE UNE *j.e.m.* EFFICACE E ET UN CONDENSATEUR DE CAPACITÉ C . (Fig. 56.) — Une *j.c.m.* continue ne passe pas à travers un condensateur. Dès que celui-ci, en effet, a pris le potentiel de la source, il ne se produit plus aucun passage de courant. Il n'en est plus de même avec les courants alternatifs.

Dès qu'aux bornes d'un condensateur, on applique une *j.e.m.* alternative un courant passe à travers ce condensateur et a pour valeur efficace :

$$I = \frac{E}{\frac{1}{\omega C}} = \omega CE.$$

La quantité $X = \frac{1}{\omega C}$ est appelée réactance de capacité. On voit que le courant est d'autant plus grand que la capacité est plus grande et que la fréquence f ($\omega = 6,28 f$) est plus grande. La réactance s'exprime en

ohms. Un condensateur de 0,01 microfarad a, pour la fréquence 50, une impédance de

$$X = \frac{1}{6,28 \times 50 \times \frac{0,01}{10^6}} = 318.471 \text{ ohms.}$$

Pour un courant de fréquence 100.000, elle n'a plus que :

$$X = \frac{1}{6,28 \times 100.000 \times \frac{0,01}{10^6}} = 15.912 \text{ ohms.}$$

On conclut de ces chiffres que les condensateurs offrent une très grande résistance aux courants de basse fréquence, mais une très faible aux courants de haute fréquence.

La *f.e.m.* aux bornes de la capacité est décalée de 90° en avant de la *f.s.m.* appliquée.

CIRCUIT COMPRENANT EN SÉRIE UNE *f.e.m.* DE VALEUR EFFICACE E_{eff} , UNE RÉSISTANCE R , UNE SELF L ET UNE CAPACITÉ C . (Fig. 57.) — La combinaison des résultats précédents donne le résultat suivant ; l'impédance Z a pour valeur :

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}.$$

$$\text{On voit que si } L = 0 \quad C = \infty, \quad Z = R \quad I = \frac{E}{R}.$$

le courant est phase avec la *f.e.m.* Par contre si

$$C = \infty \quad Z = \sqrt{R^2 + X_L^2} \quad I = \frac{E}{Z}.$$

$$L = 0 \quad Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} = \sqrt{R^2 + X_C^2} \quad I = \frac{E}{Z}.$$

le courant présente une différence de phase avec la *f.e.m.*

RÉSONANCE. — On dit qu'il y a résonance lorsque la condition

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0,$$

est réalisée ; on a alors :

$$\omega^2 CL = 1$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{CL}}$$

comme $\omega = 6,28 f$

$$6,28 f = \frac{1}{\sqrt{CL}}$$

$$f = \frac{1}{6,28 \sqrt{CL}}$$

La fréquence du courant est égale à $\frac{1}{6,28 \sqrt{CL}}$, qui dépend uniquement des caractéristiques du circuit. Il y a donc résonance lorsque la fréquence de la *f.e.m.* appliquée au circuit est identique à celle qui dépend des caractéristiques du circuit. L'intensité est alors maximum.

CIRCUIT COMPRENANT EN PARALLÈLE UN CONDENSATEUR DE CAPACITÉ C , ET UNE RÉSISTANCE R SUIVIE D'UNE IMPÉDANCE L . (Fig. 58.) — On a :

$$I = E \sqrt{\left(\omega C - \frac{\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2}\right)^2 + \left(\frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2}\right)^2}$$

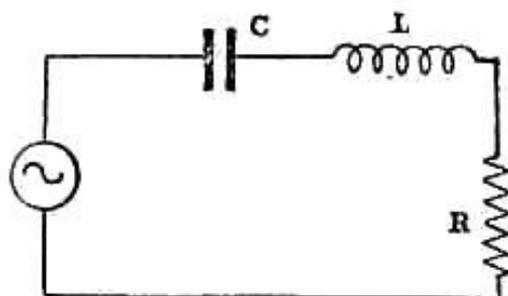


FIG. 57.

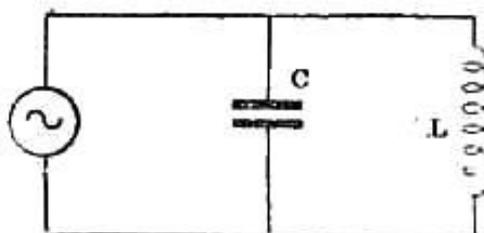


FIG. 58.

On dit qu'il y a résonance quand la condition

$$\omega C - \frac{\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} = 0$$

est réalisée ; alors le courant est en phase avec la *f.e.m.* et l'on a :

$$I = \frac{ER}{R^2 + \omega^2 L^2}$$

C'est la valeur la plus petite que puisse prendre le courant. Il y a une différence remarquable avec le cas précédent : la résonance série provoque le maximum de courant, la résonance parallèle le minimum de courant.

TRANSFORMATEURS. — Un transformateur est un appareil qui met en œuvre les phénomènes d'induction mutuelle ; il sert à transformer les voltages et les courants alternatifs ; quand la tension appliquée est abaissée on a un *transformateur abaisseur de tension* ; dans le cas contraire, c'est un *transformateur éleveur de tension*.

L'emploi des transformateurs pour abaisser ou élever les tensions est la cause principale du développement des réseaux d'énergie électrique à courant alternatif ; il y a avantage, en effet, pour éviter les pertes en ligne par chaleur ($W = RI^2t$) à rendre, pour une même puissance, I faible et E fort ; les machines à courant continu ne donnent guère plus de 10.000 volts ; les génératrices de courant alternatif peuvent fournir du courant à petite tension, ce qui les rend faciles à construire, et on élève cette tension jusqu'à 100.000 et même 150.000 volts.

Un transformateur pour courant alternatif a deux bobines de fil isolé, disposées de façon à avoir une induction mutuelle appréciable. Celle-ci est renforcée en donnant aux deux bobines le même noyau de fer doux ; quand le noyau se ferme sur lui-même, il est à circuit magnétique fermé ; dans le cas contraire, il est à circuit magnétique ouvert.

La bobine à laquelle est appliquée la tension à transformer est le primaire ; celle qui donne la tension transformée, élevée ou abaissée, est le secondaire. (Fig. 59.)

Le rapport du courant primaire au courant secondaire est :

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{n_s}{n_p} \left(\frac{1 + aR_s}{\omega L_s} \right),$$

dans cette formule I_p est le courant primaire, I_s le courant secondaire,

n , le nombre de spires de la bobine secondaire, R_s sa résistance, L_s sa self-induction, n_p le nombre de tours de la bobine primaire, a un coefficient qui dépend de l'énergie perdue dans le fer, et qui est légèrement plus faible que l'unité.

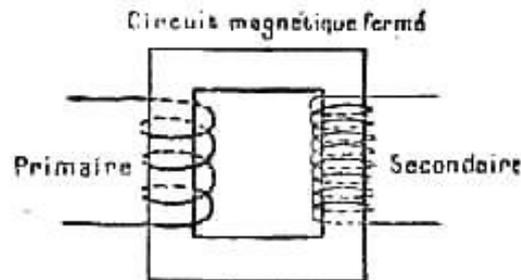


FIG. 59.

A cause du fer, la valeur de L_s est très grande ; aux fréquences élevées de la radiotélégraphie, ω est très grand, par suite ωL_s est tellement grand que $\frac{aR_s}{\omega L_s}$ est négligeable devant 1 et alors :

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{n_s}{n_p}$$

On tire pour les valeurs de E_p et de E_s :

$$\frac{E_p}{E_s} = \frac{n_p}{n_s} \quad \text{d'où} \quad E_s = E_p \times \frac{n_s}{n_p}$$

Aux basses fréquences, notamment aux fréquences téléphoniques, le terme $\frac{aR_s}{\omega L_s}$ ne peut plus être négligé ; on le fait cependant, mais il ne faut pas oublier que cette opération fait disparaître un terme important qui peut atteindre des valeurs considérables.

Application. — Si un transformateur comprend au primaire 100 tours et au secondaire 10.000 tours, quelle est la tension obtenue au secondaire, quand la *f.e.m.* appliquée au primaire est de 110 volts ? On a :

$$E_s = E_p \times \frac{n_s}{n_p} = 110 \times \frac{10.000}{100} = 110 \times 100 = 11.000 \text{ volts.}$$

Remarque. — Le rapport $\frac{n_s}{n_p}$ est appelé le rapport de transformation de l'appareil

CHAPITRE VIII

Les Appareils de mesure.

Les appareils de mesure utilisés en T.S.F. sont principalement l'ampèremètre et le voltmètre ; ils se fondent soit sur les propriétés calorifiques des fils parcourus par des courants, soit sur leurs propriétés magnétiques. Les premiers servent aux courants continus et aux courants alternatifs ; les seconds ne servent qu'aux courants continus.

AMPÈREMÈTRES THERMIQUES. — Un fil A B est parcouru par le courant à mesurer ; un autre fil C D est attaché au milieu *c* de AB et fixé en D. Au point P de CD on attache un fil de soie qui passe sur une poulie O et que tend un ressort R. La poulie porte une aiguille indicatrice I dont une extrémité se déplace devant un cadran gradué.

Quand le courant passe AB se dilate, CD prend du mou, le ressort tend le fil de soie et l'aiguille indicatrice se déplace devant le cadran.

On gradue l'instrument par comparaison. (Fig. 60.)

Les voltmètres thermiques sont basés sur le même principe, mais la résistance du fil est très élevée.

THERMOCOUPLE. — Le couple thermoélectrique utilise le fait qu'un contact de deux métaux différents chauffés produit une *f.e.m.* Cette *f.e.m.* d'origine thermique agit sur un galvanomètre magnétique très sensible.

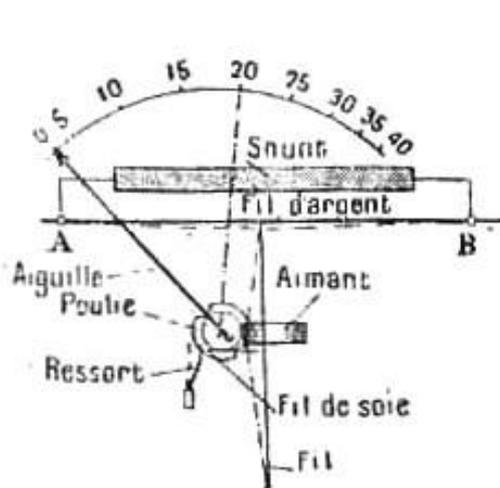


FIG. 60.

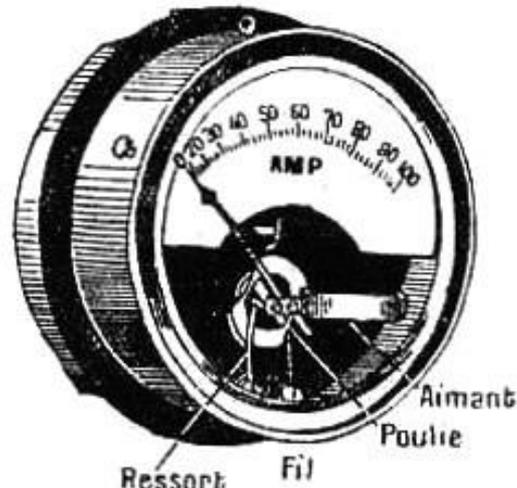


FIG. 61.

Les échelles des ampèremètres, des voltmètres thermiques et des couples thermoélectriques ne sont pas équidistantes car les appareils utilisent la chaleur développée par le passage du courant suivant la relation

$$Q = \frac{1}{4,18} RI_{en}^2 t$$

dans laquelle Q désigne la quantité de chaleur, K la résistance, I le courant et t le temps ; on voit que Q est proportionnelle à I^2 et non à I .

AMPÈREMÈTRE MAGNÉTIQUE. (Fig. 61 et 62.) — Une double bobine $B_1 B_2$ est placée entre les deux pôles N et S d'un aimant permanent en fer à cheval ; une aiguille ns en fer doux peut se déplacer autour de l'axe O ; sa position d'équilibre est celle de la direction NS . Quand un courant traverse $B_1 B_2$, l'aiguille ns est déviée vers la droite et entraîne l'aiguille indicatrice P qui se déplace devant un cadran gradué, par comparaison. Cet ampèremètre est celui de Carpentier. Il est placé dans une boîte métallique avec deux bornes $+$ et $-$; la première est connectée avec le fil relié au pôle $+$ de la source, la seconde avec le fil qui va au pôle $-$.

Lorsque les courants sont faibles, on emploie le milliampèremètre, qui mesure les millièmes d'ampères ou milliampères.

La maison Chauvin et Arnoux construit un ampèremètre qui contient un aimant permanent circulaire plat NS , un petit cadre mobile que le courant dévie et que deux ressorts tendent à ramener à sa position d'équilibre. C'est donc le même principe que le galvanomètre à cadre mobile. Il est muni de shunts.

Les ampèremètres se placent en série sur le circuit.

GALVANOMÈTRE A CADRE MOBILE. — Un cadre est suspendu entre deux points O et O' et entre deux pôles d'un aimant puissant. Ce cadre parcouru par un courant tend à se mettre en croix avec le courant et prend rapidement sa position d'équilibre, l'action du courant étant balancée par celle de l'aimant.

VOLTMÈTRE. — Le voltmètre est un galvanomètre dont la bobine présente une grande résistance.

Il possède deux bornes $+$ et $-$ et se place en dérivation sur le circuit sans modifier sensiblement son intensité. Il est gradué en volts.

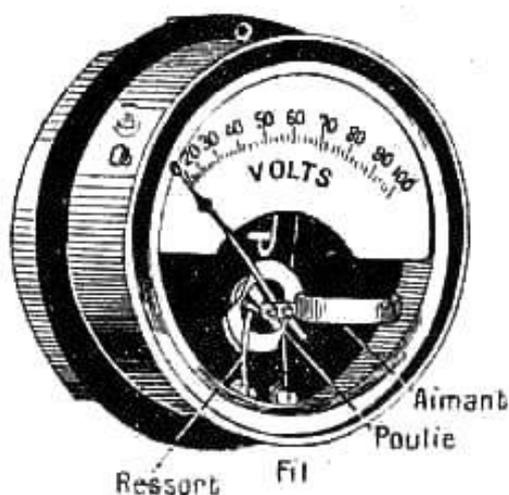


FIG. 62.

CHAPITRE IX

Charge et décharge d'un condensateur.

I. CHARGE.

Lorsqu'on place les bornes d'un condensateur dans le circuit d'une source d'électricité, ce condensateur se charge. Mais le régime de la charge varie suivant que la source est à courant continu ou à courant alternatif. Examinons succinctement quelles sont dans chaque cas les modalités de l'opération.

A. — Charge à courant continu.

Considérons un circuit comprenant un condensateur de capacité C , une inductance de valeur L et possédant une résistance ohmique R et réunissons les bornes A et B du circuit que constituent ces éléments aux pôles P et N d'une source d'énergie électrique S dont la tension est égale à V volts. (Fig. 63.)

Le condensateur tend à se mettre au potentiel V de la source, on dit qu'il se charge.

1° Supposons qu'entre les éléments R , L et C , qui forment le circuit de charge, existe la relation

$$R \geq 2\sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{ou} \quad CR^2 \geq 4L.$$

Dans ce cas, le courant de charge i , d'abord nul, croît, passe par un maximum, puis décroît et finit par s'annuler à nouveau; à ce moment, le potentiel du condensateur qui, primitivement, était nul, puis a augmenté constamment, a atteint la valeur V de la source. La figure 64 donne l'allure

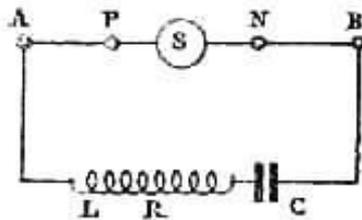


FIG. 63.

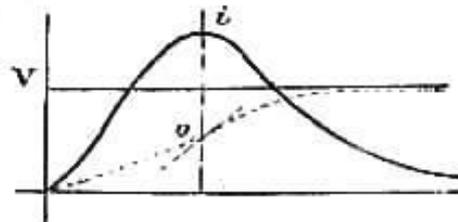


FIG. 64.

du phénomène. Les traits continus représentent la variation du courant et les traits discontinus celle du potentiel en fonction du temps.

2° Supposons, au contraire, que l'on ait la relation

$$R < 2\sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{ou} \quad CR^2 < 4L.$$

Dans ce cas le condensateur n'atteint la valeur de la tension V de la source S qu'après une série d'alternances positives et négatives. Le courant de charge est donc alternatif, mais son amplitude finit par devenir nulle ; la tension qui existe aux bornes du condensateur atteint dès la première alternance une valeur presque double de celle de la source, mais elle décroît et finit par être égale à V . La figure 65 donne l'allure du phénomène.

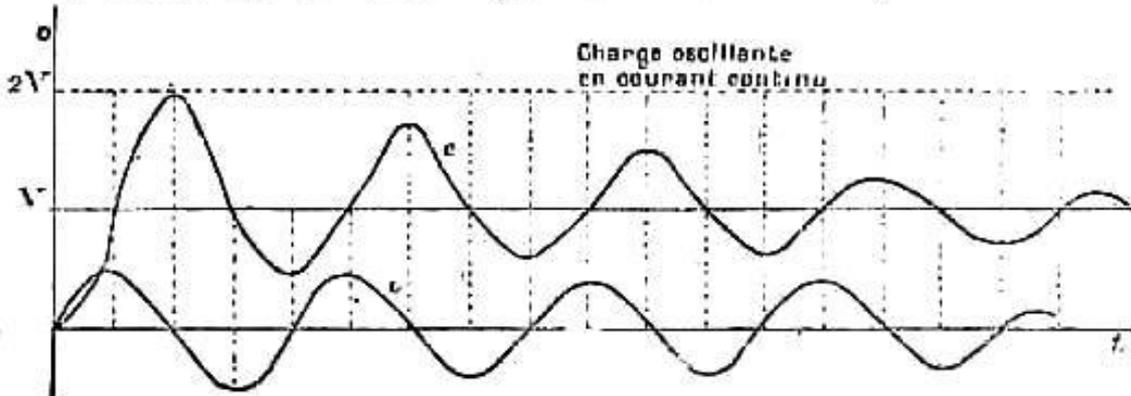


FIG. 65.

On voit que l'amplitude du courant de charge diminue à mesure que le temps croît et que la tension aux bornes du condensateur se rapproche de plus en plus de la tension V de la source.

Puisque le courant de charge est alternatif, il a une fréquence f ; le calcul montre qu'elle est, si R est négligeable, égale à

$$f = \frac{1}{6,28\sqrt{CL}}$$

Le circuit formé par les éléments R , L et C a donc une fréquence de vibrations ou d'oscillations qui ne dépend que de la valeur des éléments qui le constituent. On dit qu'il a une *fréquence propre d'oscillations* et les oscillations qui s'y produisent sont des *oscillations libres ou propres*. Ce résultat est à retenir, car tout circuit dont les éléments satisfont à la relation $CR^2 < 4L$ peut vibrer ou osciller si l'on applique une tension continue à ses bornes. On l'appelle *circuit oscillant*.

On voit aussi que les amplitudes du courant vont en décroissant ; on dit qu'elles s'amortissent ; on dit aussi pour cela que les *oscillations propres* d'un circuit à condensateur sont des *oscillations amorties*.

On voit enfin que l'intensité est décalée de 90° par rapport au potentiel ou encore d'un quart de cycle.

Remarque I. — L'amortissement des oscillations dépend du facteur R ; il est d'autant plus rapide que la résistance ohmique est plus forte.

Remarque II. — L'énergie que peut posséder un condensateur est, comme on l'a vu, égale à

$$W = \frac{1}{2} CV^2$$

Or, ici, à la première alternance, le potentiel aux bornes vaut deux fois la tension V de la source ; à ce moment l'énergie qu'il possède est donc :

$$w = \frac{1}{2} C (2V)^2 = 2CV^2$$

Exemple. — Soit à charger un condensateur de 0,1 microfarad avec une source de $V = 10.000$ volts à travers une inductance dont la self vaut 4,05 henrys et la résistance $R = 100$ ohms.

Cherchons si le régime est continu ou périodique et comparons CR^2 à $4L$.

$$C = 0,1 \mu\text{f} = \frac{1}{10^7} \text{ farad}, R = 100 \quad R^2 = 10,000,$$

$$CR^2 = \frac{1}{10^7} \times 10^4 = \frac{1}{10^3} = 0,001.$$

On a évidemment :

$$0,001 < 4L = 16,2.$$

Le circuit de charge est oscillant. Cherchons la fréquence. On a :

$$f = \frac{1}{6,28 \sqrt{C \times L}} = \frac{1}{6,28 \sqrt{\frac{1}{10^7} \times 4,05}} = 250 \text{ environ.}$$

La période a donc pour valeur $\frac{1}{250} = \frac{4}{1.000}$ de seconde. La première ampli-

tude aura lieu après $\frac{2}{1.000}$ de seconde et atteindra presque la valeur de 20.000 volts ; à ce moment, l'énergie emmagasinée vaut environ :

$$W = \frac{1}{2} \times \frac{1}{10^7} \times (20.000)^2 = 20 \text{ joules.}$$

Remarque. — Si nous supprimons le condensateur, le courant n'atteindra pas immédiatement la valeur $I = \frac{V}{R}$ dans le circuit PALBN ; celle-ci, théoriquement, n'est jamais atteinte, mais elle s'en approche d'autant plus vite que le rapport $\frac{R}{L}$ est petit. La quantité $\frac{L}{R}$ est appelée la constante de temps ou circuit ; c'est le temps que met le courant pour atteindre les 630/1.000 de sa valeur finale ; c'est donc cette grandeur qui règle la rapidité d'établissement du courant.

B. — Charge à courant alternatif.

Supposons que la source S soit une source alternative dont la tension efficace est égale à V_{eff} . Nous admettons que le circuit de charge est oscillant c'est-à-dire que l'on a la relation :

$$CR^2 < 4L.$$

Le circuit a, par suite, une fréquence propre d'oscillations f donnée par l'expression déjà trouvée :

$$f = \frac{1}{6,28 \sqrt{CL}}.$$

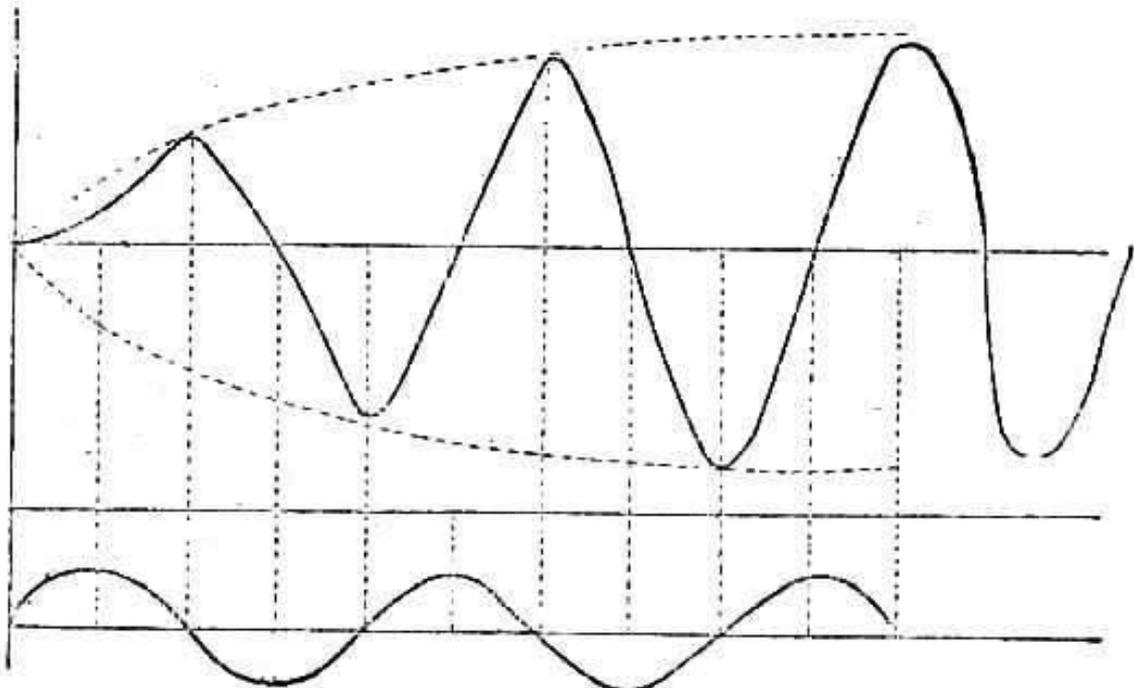
L'expérience et le calcul montrent que le condensateur est soumis à deux tensions alternatives ; l'une a pour période ou pour fréquence celle du circuit de charge et elle décroît rapidement avec le temps ; l'autre a pour fréquence celle de la source S. Quand la première s'annule, la seconde reste seule. La coexistence des deux tensions forme le régime variable ; quand il en reste une, c'est le régime permanent.

Étudions le régime variable. Dans le cas où R, C et L sont quelconques, cette étude est difficile ; simplifions-la en supposant réalisée la condition de résonance, c'est-à-dire admettons que la fréquence du courant de charge soit égale à celle du circuit de charge.

Alors, la tension amortie et la tension non amortie ont même fréquence ; elles se retranchent l'une de l'autre.

Traçons les diagrammes de la tension ; on a la courbe de la figure , on voit qu'elle est en retard de un quart de cycle sur la tension de la source.

Les maxima se produisent à toutes les demi-périodes, et les minima



Charge oscillante
en courant alternatif

FIG. 66.

à toutes les périodes. Cette conclusion est valable seulement si le déphasage de la source est nul ; si un déphasage existait, la conclusion changerait.

La tension aux bornes est de la forme

$$u = \frac{KU_{0n}}{\omega CR}$$

Le facteur $1/\omega CR$ est appelé facteur de surtension et se désigne par S , il est dû à l'effet de la résonance.

La charge est économique dans l'utilisation si l'on se sert des tensions produites pendant les premières alternances.

D'après ce résultat l'étude du régime permanent n'est pas utile puisque l'on n'aurait pas un rendement économique.

II. — DÉCHARGE.

Considérons le circuit P A L C N comprenant une self L de résistance R et de capacité C porté par un moyen quelconque — l'un des deux précédents — à une tension V . (Fig. 67.)

Le condensateur se décharge à travers la self L . La décharge est oscillante ou non oscillante selon que l'on a :

$$CR^2 < 4L \quad \text{ou} \quad CR^2 \geq 4L.$$

Lorsque R est tel que $CR^2 \geq 4L$, la décharge est dite continue comme le montre la figure 68; si $CR^2 < 4L$, la décharge est oscillante (Fig. 69) et a pour fréquence

$$f = \frac{1}{6,28 \sqrt{CL}}$$

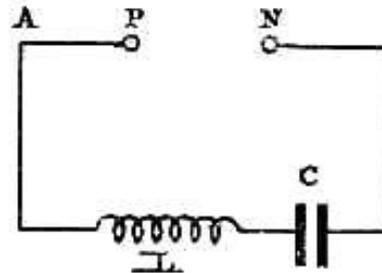


FIG. 67.

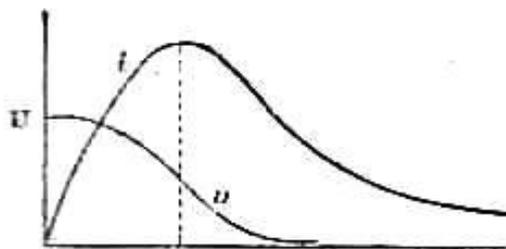


FIG. 68.

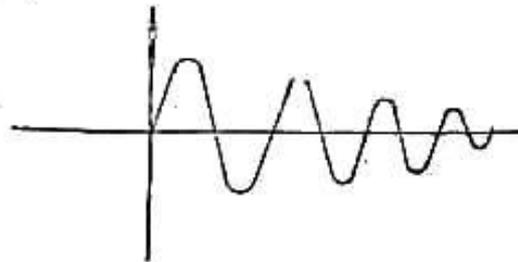


FIG. 69.

La première amplitude du courant est égale à

$$i = eCU,$$

mais elle s'amortit rapidement.

L'amortissement dépend, du facteur $\frac{R}{2L}$. Un courant de décharge i s'amortit suivant la loi

$$e^{-\frac{R}{2L}t} = \frac{1}{e^{+\frac{R}{2L}t}}$$

dans laquelle $e = 2,718$, R est la résistance qui correspond aux pertes Joule, L est l'inductance, t le temps au bout duquel on considère le courant.

Exemple. — Soit un condensateur de 0,015 microfarad aux bornes duquel on applique une tension de 28.000 volts. Il se décharge à travers un self de 6 microhenrys et une résistance totale de 1,2 ohm. Étudier le régime de décharge.

Vérifions que le circuit est oscillant, c'est-à-dire que l'on a $CR^2 < 4L$

$$C = \frac{0,015}{10^6} \quad R^2 = 1,44 \quad CR^2 = \frac{0,0216}{10^6} \quad 4L = \frac{4 \times 6}{10^6}$$

On a bien :

$$\frac{0,0216}{10^6} < \frac{24}{10^6} \quad \text{ou} \quad 216 < 240.000.$$

Le circuit de décharge est oscillant. Cherchons la fréquence de l'oscillation. On a :

$$f = \frac{1}{6,28 \sqrt{\frac{0,015}{10^6} \times \frac{6}{10^6}}} = 536.093.$$

Soit : 536.000 environ, ce qui correspond à l'onde de 560 mètres. La période est de $1/536.000$ de seconde.

Calculons, maintenant, la première amplitude de courant :

$$i = \omega CC.$$

ici $\omega = \frac{10^7}{3}$, et

$$i = \frac{10^7}{3} \times \frac{0,015}{10^9} \times 28.000 = 1.400 \text{ ampères.}$$

Cette amplitude est énorme., mais elle dure peu : au bout de la centième oscillation, c'est-à-dire au bout de $1/5.360$ de seconde, elle est nulle.

Remarque I. — Dans la pratique, on détermine la section des conducteurs, non d'après l'amplitude de la première oscillation du courant, mais d'après l'intensité efficace.

Remarque II. — La fréquence d'oscillation n'est donnée par l'expression

$$f = \frac{1}{6,28\sqrt{C \times L}}$$

que si $(R/2L)^2$ est négligeable par rapport à $(1/\sqrt{CL})^2$. Si R est très grand, la fréquence est

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C \times L} - \frac{R^2}{4L^2}}$$

la fréquence est donc plus faible. L'introduction d'une grande résistance dans un circuit qui reste oscillant allonge la période d'oscillation et diminue la fréquence.

Remarque III. — La quantité $\frac{R}{2L}$ est appelée facteur d'amortissement et $\frac{RT}{2L}$ a reçu le nom de décrement logarithmique.

Conclusion. — Cette brève étude de la charge et de la décharge des condensateurs a mis en évidence deux faits principaux :

1^o Tout circuit à condensateur a une *période propre* ou une *fréquence propre d'oscillation* ; cette oscillation a reçu le nom d'oscillation libre du circuit ;

2^o Les oscillations libres d'un circuit s'amortissent toujours, d'autant plus rapidement que la résistance du circuit est plus grande.



CHAPITRE X

Les Circuits à résistance ohmique négligeable.

I. — CIRCUITS ISOLÉS FERMÉS.

Nous avons étudié jusqu'à présent les circuits électriques en nous préoccupant de la grandeur relative des éléments qui les composent. Nous allons introduire une condition supplémentaire; or, lorsque la fréquence est très élevée, comme il arrive en T.S.F., l'impédance due à la self et à la capacité est très grande et la résistance ohmique des conducteurs peut être négligée. Nous allons examiner comment se comportent les circuits électriques lorsque la résistance est nulle.

Circuit série. — On appelle circuit série, un circuit dans lequel la self et la capacité sont en série. (Fig. 70.) L'impédance de ce circuit est égale à :

$$Z = \omega L - \frac{1}{\omega C}.$$

La réactance de self vaut ωL , celle de capacité $1/\omega C$; en haute fréquence, l'élément prédominant est la self; en basse fréquence, c'est la capacité.

On voit que cette impédance varie avec ω , c'est-à-dire avec la fréquence / puisque $\omega = 6,28 f$; elle est nulle pour

$$\omega^2 CL = 1.$$

Pour nous rendre compte d'une manière plus détaillée des variations de cette réactance, remarquons que la self et la capacité agissent en sens

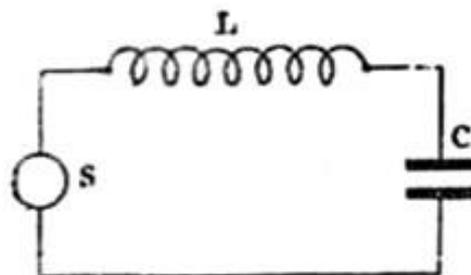


FIG. 70.

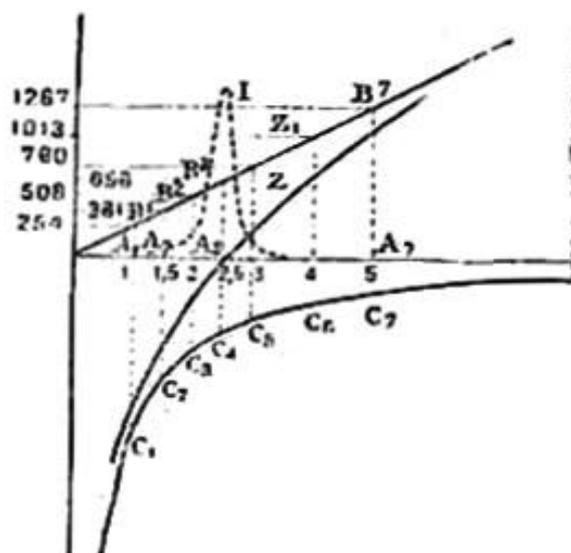


FIG. 71.

contraire : la réactance de capacité vient diminuer celle de la self. Représentons graphiquement les variations de $\omega L = z_1$. Si ω devient double, triple, quadruple, z_1 devient double, triple, quadruple ; on peut donc représenter z_1 par une droite. Ainsi, considérons une inductance de 405 microhenrys et calculons sa réactance par des fréquences égales à 100.000, 150.000, 200.000, 250.000, 300.000, 400.000, 500.000, etc. ; on a

$$\begin{aligned} z_1 &= 6,28 \times 100.000 \times \frac{405}{10^9} = 254 \text{ ohms environ} \\ z'_1 &= 6,28 \times 150.000 \times \frac{405}{10^9} = 381 \text{ --- ---} \\ z''_1 &= 6,28 \times 200.000 \times \frac{405}{10^9} = 508 \text{ --- ---} \\ z'''_1 &= 6,28 \times 250.000 \times \frac{405}{10^9} = 636 \text{ --- ---} \\ z^{iv}_1 &= 6,28 \times 300.000 \times \frac{405}{10^9} = 760 \text{ --- ---} \\ z^v_1 &= 6,28 \times 400.000 \times \frac{405}{10^9} = 1.013 \text{ --- ---} \\ z^{vi}_1 &= 6,28 \times 500.000 \times \frac{405}{10^9} = 1.267 \text{ --- ---} \end{aligned}$$

et ainsi de suite. Portons sur une droite OA (*fig. 71*) des longueurs OA_1 , OA_2 , OA_3 , OA_n , etc. proportionnelles à ω et aux points de division menons des perpendiculaires sur lesquelles nous prenons des longueurs proportionnelles à z_1 , z'_1 , z''_1 , ... nous obtenons des points B_1 , B_2 , ... B_n , etc. Nous les joignons ensemble, on a une droite qui représente les variations de $z = \omega L$ en fonction de ω et, par suite de la fréquence.

Représentons maintenant les variations de $z_2 = \frac{1}{\omega C}$, C étant égale à $1/1000^e$ de microfarad. Prenons, comme plus haut, les fréquences successivement égales à 100.000, 150.000, 200.000, 250.000, etc.

$$\begin{aligned} z_2 &= \frac{1}{6,28 \times 100.000 \times \frac{1}{10^9}} = 1.592 \text{ ohms environ} \\ z'_2 &= \frac{1}{6,28 \times 150.000 \times \frac{1}{10^9}} = 1.061 \text{ --- ---} \\ z''_2 &= \frac{1}{6,28 \times 200.000 \times \frac{1}{10^9}} = 793 \text{ --- ---} \\ z'''_2 &= \frac{1}{6,28 \times 250.000 \times \frac{1}{10^9}} = 636 \text{ --- ---} \\ z^{iv}_2 &= \frac{1}{6,28 \times 300.000 \times \frac{1}{10^9}} = 533 \text{ --- ---} \end{aligned}$$

$$z''_1 = \frac{1}{6,28 \times 400.000 \times \frac{1}{10^9}} = 398 \text{ --- ---}$$

$$z''_2 = \frac{1}{6,28 \times 500.000 \times \frac{1}{10^9}} = 318 \text{ --- ---}$$

Par les points de division $A_1, A_2, A_3, \dots, A_6, \dots$ menons des perpendiculaires à la droite $OA_1, A_2, A_3, \dots, A_6, \dots$ de la figure précédente; elles se confondent avec celles qu'on a déjà menées; en dessous de OA_1, A_2, \dots prenons sur ces perpendiculaires des longueurs proportionnelles aux distances $z_1, z_2, z'_1, \dots, z'_2$; nous obtenons les points C_1, C_2, \dots, C_6 et si nous réunissons ces points par une ligne, la ligne C_1, C_2, \dots, C_6 représente les variations de la réactance de capacité suivant les fréquences. L'impédance résultante qui s'obtient en faisant la différence entre z_1 et z_2 est donnée par la courbe z qui traverse la droite OA_1, A_2, \dots, A_6 au point de fréquence 250.000. En ce point, l'impédance est donc nulle et

$$\omega L = \frac{1}{\omega C},$$

par suite

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

c'est la condition de résonance. Supposons qu'aux bornes de ce circuit nous appliquions une tension de 100 volts ayant des fréquences croissantes. Les courants aux différentes fréquences considérées auront pour valeurs :

100.000.....	0,075 ampère
150.000.....	0,147 ---
200.000.....	0,350 ---
250.000.....	infiniment grand
300.000.....	0,440 ampère
400.000.....	0,162 ---
500.000.....	0,105 ---

Le courant donc atteint sa valeur maximum pour $f = 250.000$.

Prenons une droite OX et portons des longueurs OA_1, OA_2, \dots proportionnelles aux fréquences; aux points de division menons des perpendiculaires à la droite OX et sur ces perpendiculaires prenons des longueurs AI_1, AI_2, I_3, \dots proportionnelles aux courants; nous obtenons les points I_1, I_2, I_3, \dots que nous pouvons réunir par une courbe qu'on appelle courbe de résonance. (Fig. 72.)

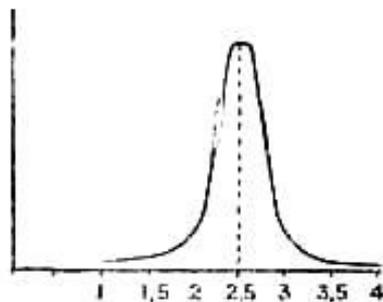


FIG. 72.

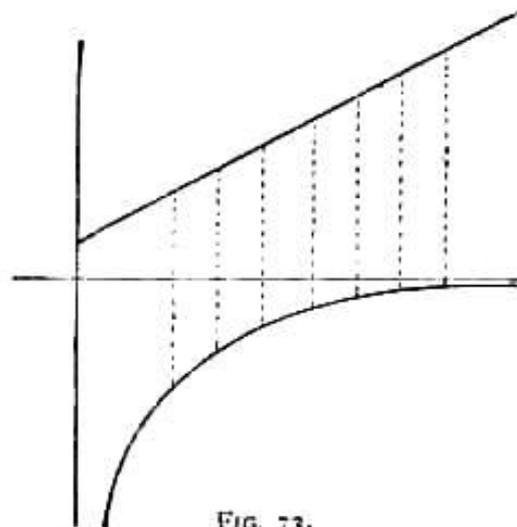


FIG. 73.

On a pour tous les circuits composés d'une self et d'une capacité en série des courbes analogues à celles de la figure 71 pour la valeur des impédances et des courbes analogues à celles de la figure 72 pour les courants.

Remarque. — Nous avons supposé nulle la résistance ohmique du circuit. Si elle a une valeur R , son effet sera de donner un courant non infini à la résonance et d'aplatir la courbe. Celle-ci sera d'autant plus plate que la résistance est plus forte. Faisons, par exemple, $R = 10$ ohms et considérons le cas précédent d'une self de 405 microhenrys et d'une capacité de 1/1.000 de microfarad.

Pour $f = 100.000$	$Z = 1.338$ ohms.
150.000	$Z = 680$ —
200.000	$Z = 285,1$ —
250.000	$Z = 10$ —
300.000	$Z = 227$ —
400.000	$Z = 615$ —
500.000	$Z = 949$ —

On voit, en somme, que l'aplatissement de la courbe est peu accentué, mais si la résistance était plus forte, la forme de la courbe serait totalement modifiée.

CIRCUIT PARALLÈLE. — On appelle circuit parallèle, un circuit dans lequel la self et la capacité sont en parallèle. (*Fig. 75.*)

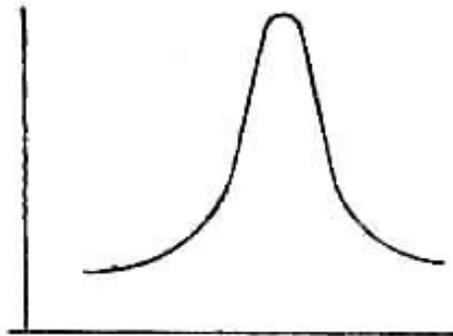


FIG. 74.

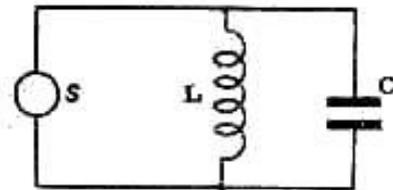


FIG. 75.

Soit un circuit de self égal à 405 microhenrys et de capacité égale à 1/1000^e de microfarad en parallèle avec la self.

La valeur de l'impédance est donnée par l'expression

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{\omega L} - \omega C \quad \text{d'où} \quad Z = \frac{1}{\frac{1}{\omega L} - \omega C}$$

La quantité $\frac{1}{Z}$ est la susceptance du circuit, $\frac{1}{\omega L}$ est la susceptance de self et ωC la susceptance de capacité. On conclut donc que la susceptance du circuit est la différence des susceptances.

On peut tracer la courbe des susceptances, comme nous avons tracé celle des réactances, et faire la différence. En prenant l'inverse nous avons l'impédance. La figure 76 donne le résultat de ces opérations.

Les susceptances de self sont :

Pour $f = 100.000$	$\frac{39,40}{10^4}$
150.000.....	$\frac{26,20}{10^4}$

200.000.....	$\frac{19,60}{10^4}$
250.000.....	$\frac{15,70}{10^4}$
300.000.....	$\frac{13,10}{10^4}$
400.000.....	$\frac{9,80}{10^4}$
500.000.....	$\frac{7,80}{10^4}$

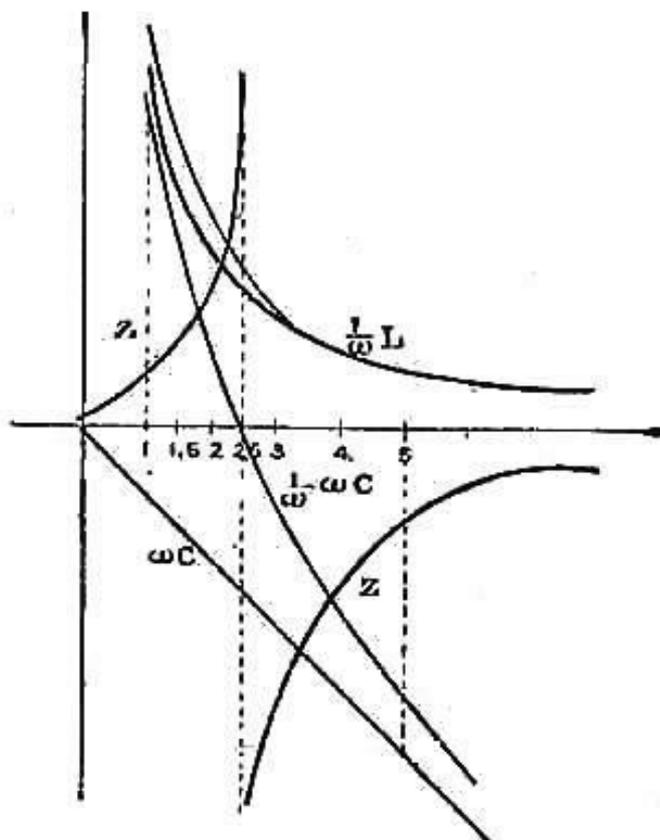


FIG. 76.

Celles de la capacité ont pour valeurs :

Pour $f = 100.000$	$\frac{6,28}{10^4}$
150.000.....	$\frac{9,42}{10^4}$
200.000.....	$\frac{12,50}{10^4}$
250.000.....	$\frac{15,70}{10^4}$
300.000.....	$\frac{18,84}{10^4}$

400.000.....	$\frac{25,12}{10^4}$
500.000.....	$\frac{31,40}{10^4}$

La susceptance totale devient :

Pour 100.000.....	$32,12 \times \frac{1}{10^4}$
150.000.....	$16,78 \times \frac{1}{10^4}$
200.000.....	$7,04 \times \frac{1}{10^4}$
250.000.....	0.00 —
300.000.....	$5,70 \times \frac{1}{10^4}$
400.000.....	$15,32 \times \frac{1}{10^4}$
500.000.....	$23,60 \times \frac{1}{10^4}$

La réactance totale résultante vaut :

Pour 100.000.....	311 ohms
150.000.....	595 —
200.000.....	1.420 —
250.000.....	la résistance est infinie
300.000.....	1.754 ohms
400.000.....	652 —
500.000.....	423 —

Si donc nous appliquons à ce circuit une tension de 100 volts de fréquence égale à 250.000, le courant qui franchira la combinaison self et capacité en parallèle sera pratiquement nul ; si cette fréquence n'est plus que de 200.000, le courant aura une valeur de

$$\frac{100}{1420} = 0,07 \text{ ampères.}$$

Dans le premier cas, le circuit fera l'effet d'un bouchon ; dans le second, on a simplement une résistance apparente complexe et élevée.

III, — CIRCUITS COUPLÉS. — DÉFINITIONS.

Les circuits peuvent être associés les uns avec les autres par différents procédés.

Deux circuits (1) et (2) sont dits *accouplés* ou *couplés* lorsqu'un courant est engendré dans le circuit (2) par un courant qui parcourt le circuit (1). Le circuit (1) est désigné sous le nom de *circuit primaire* et le circuit (2) sous le nom de *circuit secondaire*.

DIFFÉRENTES SORTES D'ACCOUPLLEMENT. — On distingue trois sortes d'accouplement :

a) Le couplage magnétique dans lequel le courant secondaire est dû à

l'induction mutuelle. Le primaire et le secondaire sont indépendants métalliquement l'un de l'autre. La figure 77 montre la disposition schématique de deux circuits accouplés magnétiquement. Ce couplage est aussi appelé *couplage Tesla*.

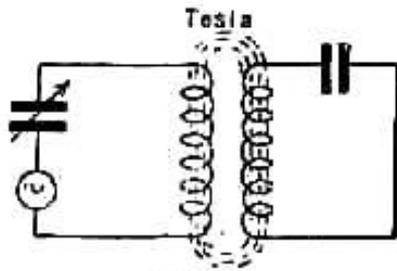


FIG. 77.

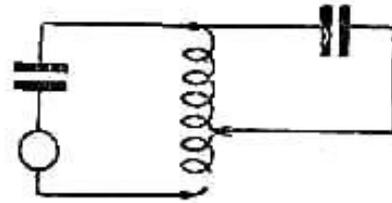


FIG. 78.

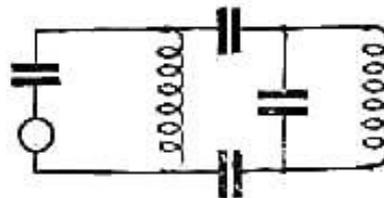


FIG. 79.

b) Le couplage galvanique dans lequel les deux circuits primaire et secondaire ont une inductance commune L . La figure 78 donne l'image d'un accouplement galvanique appelé aussi *couplage Oudin*.

c) Le couplage électrique ou par condensateurs dans lequel les deux circuits sont remis par un condensateur commun. La figure 79 en donne la représentation théorique.

VALEUR MAXIMUM DU COEFFICIENT D'INDUCTION MUTUELLE. — Supposons que, dans la figure 77, les inductances L_1 et L_2 des circuits primaire et secondaire contiennent respectivement N_1 spires et N_2 spires et que, de plus, elles soient disposées de façon que tout le flux du circuit (1) traverse le circuit (2). Le circuit (1) étant parcouru par le courant unité (c'est-à-dire par un courant de 10 ampères), le flux qui naît dans chaque spire est φ_1 ; l'induction propre de cette self est

$$(1) \quad L_1 = N_1 \varphi_1$$

et, puisque tout le flux de (1) passe dans (2), le coefficient d'induction mutuelle est

$$(2) \quad M = N_2 \varphi_1$$

De même, le circuit (2) étant parcouru par le courant unité, on a, en désignant par φ_2 le flux de chaque spire

$$(3) \quad L_2 = N_2 \varphi_2$$

et, puisque ce flux traverse le circuit (1), on a aussi

$$(4) \quad M = N_1 \varphi_2$$

On tire de ces relations l'égalité

$$(5) \quad M^2 = L_1 L_2$$

d'où

$$(6) \quad M = \sqrt{L_1 L_2}$$

Ce coefficient est évidemment un maximum puisqu'on a supposé qu'il n'y avait aucune perte de flux ou, comme on dit, *aucun flux de fuite*.

COEFFICIENT D'ACCOUPLLEMENT MAGNÉTIQUE. — La valeur de M est donc, en général, inférieure à $\sqrt{L_1 L_2}$; on désigne par k et on appelle coefficient de couplage le rapport

$$(7) \quad k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

du coefficient d'induction mutuelle à sa valeur maximum.

On voit que k varie de 0 à 1. Si k est près de 1, on dit que le couplage est serré ou rigide; si k est près de 0, on dit qu'il est lâche, très lâche.

COEFFICIENTS D'ACCOUPLLEMENT GALVANIQUE ET ÉLECTRIQUE. — Dans les couplages galvanique et électrique, on définit aussi un coefficient d'accouplement par des considérations analogues.

1° Le coefficient de l'accouplement est (en se rapportant à la fig. 80) :

$$k = \frac{L}{\sqrt{(L + L_1)(L + L_2)}}$$

Avec $L = 15 \mu\text{H}$, $L_1 = 49 \mu\text{H}$, $L_2 = 21 \mu\text{H}$, on obtient pour k la valeur

$$k = \frac{15 \times 10^{-6}}{\sqrt{(15 + 49) \times 10^{-6} \times (15 + 21) \times 10^{-6}}} = \frac{15}{8 \times 6} = 0,312.$$

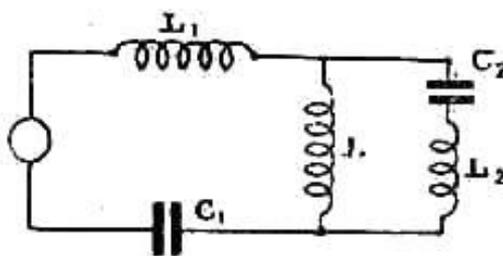


FIG. 80.

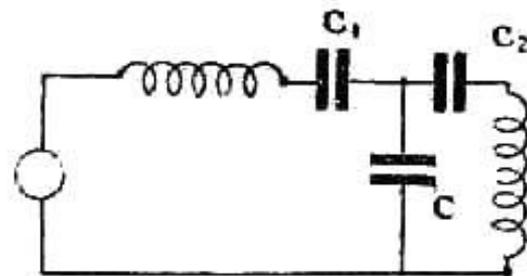


FIG. 81.

2° Pour l'accouplement électrique (fig. 81), on a également

$$k = \frac{1}{\bar{C}} \sqrt{\frac{1}{1/C + 1/C_1} (1/C + 1/C_2)}$$

Et, si l'on pose

$$\frac{1}{C} + \frac{1}{C_1} = \frac{1}{C'}, \quad \frac{1}{C} + \frac{1}{C_2} = \frac{1}{C''},$$

on obtient la formule simple

$$k = \frac{\sqrt{C' C''}}{C}.$$

Avec $C_1 = 25 \times 10^{-10} \text{ fd}$, $C_2 = 81 \times 10^{-10} \text{ fd}$, $C = 50 \times 10^{-10} \text{ fd}$, il vient pour k la valeur

$$k = 0,45.$$

Remarque. — Une combinaison de circuits souvent employée est représentée par la figure 82. Cherchons la valeur de l'impédance totale Z . Evidemment, Z se compose de l'impédance Z_1 due au condensateur C_1 et de l'impédance Z_2 due à la combinaison LC_2 .

$$Z = Z_1 + Z_2.$$

Il suffit donc de construire Z_1 et Z_2 et de faire la somme de ces impédances pour avoir l'impédance totale.

Or, $Z_1 = 1/\omega C_1$ est une branche d'hyperbole ; Z_2 est le résultat de la combinaison en parallèle de C_2 et de L , étudiée plus haut ; elle est, par suite, facile à construire.

On obtient ainsi la courbe Z qui se compose de deux branches, l'une s'annulant au point ω' et infinie pour $\omega = 0$ et $\omega_r = 1/\sqrt{C_1 L}$; l'autre branche infinie pour $\omega = \omega_r$ et s'annulant pour $\omega = \infty$. (Fig. 83.)

La courbe de résonance du courant qui circule dans le système est donnée par la figure 84. On voit que I est maximum pour une impédance nulle, ce qui se produit soit pour ω' , soit pour l'infini.

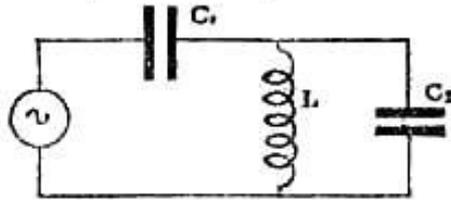


FIG. 82.

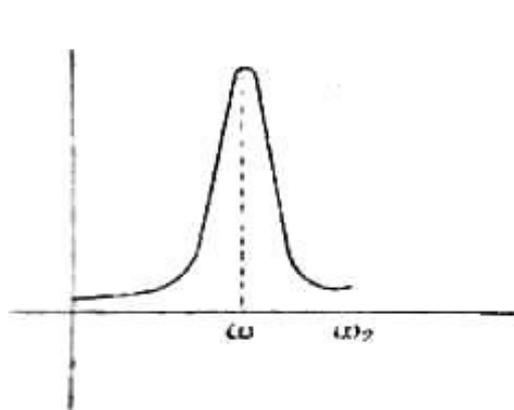


FIG. 84.

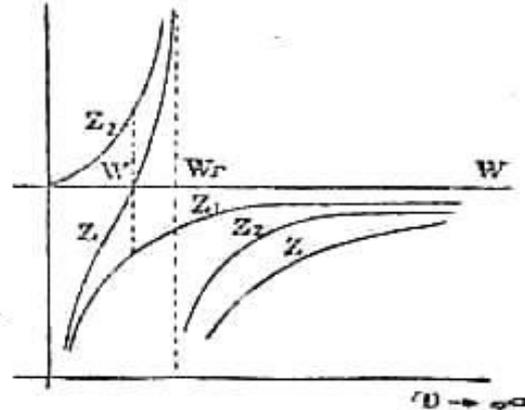


FIG. 83.

Il convient de remarquer que la valeur de ω' , pour laquelle l'impédance est nulle, est égale à

$$\omega' = \frac{1}{\sqrt{(C_1 + C_2)L}} < \frac{1}{\sqrt{C_1 L}} = \omega_r$$

Eclaircissons cette discussion par un exemple numérique. Soit :
 $L = 405$ microhenrys, $C_2 = 1/1000$ microfarad et $C_1 = 1/10000$ microfarad.
 L'impédance est nulle pour

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{10^3} + \frac{1}{10^4}\right) \frac{405}{10^6}}} = 6,28 /,$$

soit pour la fréquence 176.000 environ et infinie pour

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{10^3} \times \frac{405}{10^6}}} = 6,28 /,$$

soit pour la fréquence de 250.000.

Ce dispositif est employé fréquemment pour l'élimination des fréquences indésirables et est, comme on le voit, assez efficace.

Nous allons maintenant étudier le couplage des circuits d'une façon générale, et nous ferons voir que ce couplage modifie les fréquences des oscillations propres des circuits, si l'on ne prend pas certaines précautions.

III. — CIRCUITS COUPLÉS FERMÉS.

Considérons les circuits de la figure 85 couplés magnétiquement : le primaire comprend la source d'énergie S , une inductance dont le coefficient est L_1 et une capacité C_1 ; le secondaire est formé par l'inductance de coefficient L_2 et le condensateur de capacité C_2 . Leur coefficient d'induction mutuelle est M .

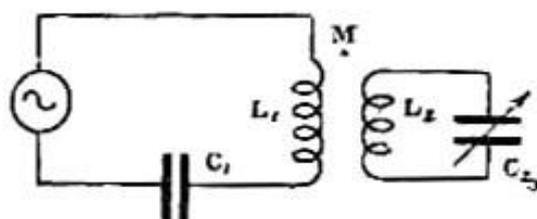


FIG. 85.

Dans le circuit primaire (1) agissent la force électromotrice de la source S qu'on peut désigner par E , à laquelle se superposent la f. e. m. due à la self L_1 et la composante décalée en avant produite par le condensateur C_1 . A cause de l'induction magnétique, le circuit (2) est parcouru par un courant J , qui engendre dans le circuit (1) une f. e. m. d'induction ; en définitive, on a en (1) quatre tensions qui se superposent.

Le courant sera maximum lorsque ω aura deux valeurs différentes, ω et ω' assez complexes (1) dépendant uniquement des caractéristiques des circuits en présence et de leur induction mutuelle. Or, on sait que le maximum se produit à la résonance et, puisqu'il y a deux maxima, il existe deux fréquences de résonance

$$f = \frac{\omega'}{6,28} \text{ et } f' = \frac{\omega''}{6,28}$$

Si $\omega' < \omega''$, $f < f'$, il y a par suite deux fréquences différentes.

Il faut noter que ces deux courants coexistent simultanément dans le circuit primaire ; ils se superposent et produisent un courant de fréquence

$$F = f' - f.$$

C'est ce qu'on appelle le phénomène des battements.

Si l'on trace le diagramme de l'impédance primaire en utilisant les résultats acquis, on a des courbes qui donnent la valeur de l'impédance.

Si l'on étudie le secondaire, il n'y a plus que trois forces électromotrices en présence : la f. e. m. d'induction, la f. e. m. due à la self L_2 et la f. e. m. décalée en avant due au condensateur.

Le maximum et le minimum d'impédance ont lieu dans le secondaire pour les mêmes valeurs des fréquences qui les produisent dans le primaire : on a donc les mêmes conclusions. On remarque, en outre, que les fréquences f sont en phase dans les deux circuits, mais les fréquences f' sont décalées de 180° , c'est-à-dire qu'elles sont en opposition. Par suite, les battements engendrés dans le secondaire sont en retard de 180° sur ceux du primaire. Aussi, lorsque l'énergie est nulle dans le primaire, elle est maximum dans le secondaire, et inversement.

(1) ω' et ω'' sont les racines dans l'équation bicarrée

$$\omega = \sqrt{\frac{\omega_1^2 + \omega_2^2 \pm \sqrt{(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2 + 4k^2\omega_1^2\omega_2^2}}{2(1-k^2)}}$$

DANS cette expression $\omega_1 = 1/\sqrt{C_1L_1}$ $\omega_2 = 1/\sqrt{C_2L_2}$, k est le coefficient de couplage.

Dans le cas où le couplage est galvanique ou électrique, les résultats précédents s'appliquent intégralement.

Cas particulier I. — Dans la discussion précédente on n'a fait aucune supposition sur les valeurs de ω_1 et de ω_2 ; elles sont considérées comme quelconques. Si elles sont égales, une conséquence importante en découle. Désignons par f la fréquence commune : on a, pour f' et f'' , les valeurs

$$f' = \frac{f}{\sqrt{1-K}} \quad f'' = \frac{f}{\sqrt{1+K}}$$

Il existe donc deux fréquences, l'une plus faible, l'autre plus forte que f , mais elles sont en relation simple avec la fréquence commune et on peut les calculer si l'on connaît le couplage. Les conclusions trouvées dans le cas général subsistent ici :

a) Il existe dans les deux circuits deux minima d'impédance et, par suite, deux maxima d'intensité.

b) Ces maxima correspondent aux fréquences f' et f'' .

c) Les fréquences faibles sont en phase dans les deux circuits, les fréquences élevées sont décalées de 180° .

d) Le phénomène des battements se produit dans les deux circuits, mais dans le secondaire il est en retard de 180° sur le primaire.

Cas particulier II. — Admettons encore une simplification et supposons, ce qui se produit souvent, que le courant circulant dans le primaire ait sa fréquence égale à la fréquence propre du primaire. L'impédance primaire se réduit à la seule résistance ohmique R_1 , que nous ne pouvons plus supposer nulle, parce que le courant serait infini, mais qui est toujours faible. L'impédance secondaire se réduit à la seule résistance R_2 et l'on a :

Pour valeur du courant primaire

$$I_1 = \frac{R_2 E}{R_1 R_2 + \omega^2 M^2}$$

Pour valeur du courant secondaire

$$I_2 = \frac{\omega M E}{R_1 R_2 + \omega^2 M^2} = \frac{\omega M I_1}{R_2}$$

On voit qu'en faisant varier les éléments, on peut obtenir pour I_1 de fortes valeurs et qu'il est maximum pour $\omega^2 M^2 = R_1 R_2$.

Cas particulier III. — Enfin, nous ferons une dernière simplification : nous supposons le couplage assez lâche pour que le secondaire n'ait pas de réaction appréciable sur le primaire, qui se comporte alors comme s'il était seul.

On constate, dans ce cas, pour le calcul et l'expérience, qu'il existe toujours dans le secondaire deux oscillations de même fréquence, mais elles sont en opposition et se retranchent constamment.

Le bureau standard de Washington a étudié expérimentalement les cas suivants :

$$C_1 = \frac{2,44}{10.000} \text{ de microfarad.}$$

$$C_2 = \frac{0,8}{100.000} \text{ de microfarad.}$$

$$L_1 = 103,5 \text{ microhenrys.}$$

$$L_2 = 246,9 \text{ microhenrys.}$$

$$M = 0,6 - 2,0 - 5,1 \text{ et } 25 \text{ microhenrys successivement.}$$

Le couplage s'en déduit :

$$\begin{aligned} K_1 &= 0,00374. \\ K_2 &= 0,01246. \\ K_3 &= 0,03178. \\ K_4 &= 0,1556. \end{aligned}$$

Les courbes d'impédance et de courant mesurées sont faciles à construire.

Remarque I. — Si les circuits sont résistants, il existe encore dans le secondaire deux périodes d'oscillation, mais les oscillations s'amortissent : la fréquence forte s'amortit rapidement, beaucoup plus rapidement que la fréquence faible ; les deux oscillations sont toujours en opposition.

Remarque II. — Les conclusions précédentes persistent avec le couplage galvanique et le couplage électrique.

Remarque III. — Les équations complètes des circuits couplés peuvent être utiles. Désignons par R_1, L_1, C_1 les éléments du primaire dans le cas de la figure 85, par R_2, L_2, C_2 ceux du secondaire, ω étant la pulsation, z_1 l'impédance du primaire et z_2 l'impédance du secondaire, on a

$$\begin{aligned} R'_1 &= R_1 + \left(\frac{\omega M}{z_2}\right)^2 R_2 & R'_2 &= R_2 \\ L'_1 &= \left(L_1 - \frac{1}{\omega^2 C_1}\right) \left(\frac{\omega M}{z_2}\right)^2 \left(L_2 - \frac{1}{\omega^2 C_2}\right) & L'_2 &= L_2 \end{aligned}$$

R'_1, L'_1, R'_2, L'_2 sont les mêmes éléments que R_1, L_1, R_2, L_2 dans les deux circuits couplés, mais ceux-ci les désignent indépendamment de tout couplage.

Le courant, pour R'_1 constant sera maximum pour $L'_1 = 0$ et nous trouvons les valeurs de ω qui répondent à cette condition ; s'il y a résonance, les différences entre parenthèses sont nulles, L'_1 est nul, z_2 se réduit à R_2 , on a

$$R'_1 = R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2}$$

par suite $I = \frac{E}{R'_1} = \frac{R_2 E}{R_1 R_2 + \omega^2 M^2}$, formule déjà donnée.



CHAPITRE XI

Le Champ électromagnétique.

FAITS FONDAMENTAUX. — I. — Nous avons vu qu'une charge électrique Q , au potentiel V , crée dans l'espace environnant un champ électrique H dont la valeur en tout point P , situé à la distance d , est égale à

$$H = \frac{V}{d} \text{ volts par centimètre.}$$

D'autre part, on sait aussi que la capacité d'un condensateur de capacité C est donnée par l'expression

$$C = \frac{KS}{4\pi d} \times \frac{1}{9 \times 10^{11}}$$

dans laquelle K est le coefficient caractéristique du milieu ou encore pouvoir inducteur spécifique, S la surface commune des armatures, d leur distance, $\pi = 3,14$, C la capacité en farads.

Si nous appliquons à l'une des armatures du condensateur une tension V , le conducteur prend une énergie

$$W = \frac{1}{2} CV^2.$$

expression dans laquelle W s'exprime en joules, C en farads et V en volts ; la tension V crée aussi un champ électrique H . Remplaçons C et V par leurs valeurs respectives

$$W = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{9 \times 10^{11}} \times \frac{KS}{4\pi d} \right) \times (Hd)^2 = \frac{1}{9 \times 10^{11}} \times \frac{KH^2}{8\pi} \times Sd.$$

Or, Sd est le volume du diélectrique compris entre les armatures du condensateur. Si nous admettons que l'énergie est non sur les armatures, mais dans le milieu, l'énergie par unité de volume sera obtenue en divisant l'expression précédente par Sd . Donc :

$$W = \frac{1}{9 \times 10^{11}} \times \frac{KH^2}{8\pi} \text{ joules par cm}^3.$$

Si nous exprimons cette énergie en ergs, 1 joule = 10^7 ergs, on a dans l'air où $K = 1$,

$$W = \frac{H^2}{2,26 \times 10^6} \text{ ergs par cm}^3.$$

Cette expression a été établie dans un cas particulier ; on démontre qu'elle est vraie dans tous les cas. Nous concluons donc qu'une charge électrique en équilibre crée un champ électrique H et que l'énergie par unité de volume est donnée par l'expression précédente.

II. — Une charge électrique q en mouvement et animée d'une vitesse v crée un champ magnétique \mathbf{H} inversement proportionnel au carré de la distance; ce fait a été montré expérimentalement par Rowland :

$$\mathbf{H} = k \frac{qv}{d^2} \text{ gauss,}$$

k étant un facteur de proportionnalité; il existe d'ailleurs un courant I équivalent au déplacement de q avec la vitesse v qui produit le même champ et qui donne lieu à une localisation d'énergie dans le milieu entourant le conducteur traversé par le courant.

On a vu que cette énergie a pour expression

$$Wm = \frac{1}{2} LI^2.$$

Calculons l'énergie par unité de volume dans un cas particulier, à l'intérieur d'un solénoïde, par exemple.

Le champ à l'intérieur est égal à la valeur donnée par l'expression

$$\mathbf{H} = \frac{4\pi}{10} \times \frac{nI}{l} \text{ gauss}$$

dans laquelle \mathbf{H} désigne le champ en gauss, n le nombre de spires du solénoïde, I le courant qui le parcourt et l sa longueur.

D'autre part, le coefficient de self-induction d'une bobine dont les spires ont une surface S est égale à

$$L = \frac{4\pi n^2 S}{l}$$

Or, ce coefficient a été établi en supposant que la bobine est parcourue par un courant égal à l'unité d'intensité électromagnétique qui vaut 10 ampères; donc, pour rendre les calculs simples, nous mesurons le courant en unités électromagnétiques de courant, et nous aurons

$$\mathbf{H} = 4\pi \frac{nI}{l}, \text{ d'où } I = \frac{l\mathbf{H}}{4\pi n}.$$

Remplaçons L et \mathbf{H} par leurs valeurs respectives dans l'expression de W , on a

$$Wm = \frac{1}{2} \left(\frac{4\pi n^2 S}{l} \right) \left(\frac{l\mathbf{H}}{4\pi n} \right)^2 = \frac{1}{8\pi} \times \mathbf{H}^2 \times lS$$

lS est le volume du diélectrique contenu dans la bobine. Nous aurons donc par unité de volume

$$Wmu = \frac{\mathbf{H}^2}{8\pi} = \frac{\mathbf{H}^2}{25,12} \text{ ergs par cm}^3.$$

Cette formule, établie pour un cas particulier, peut se démontrer pour tous les cas possibles. Nous dirons donc qu'un courant d'intensité I crée dans le milieu qui entoure le corps conducteur un champ magnétique \mathbf{H} , lequel donne lieu à la présence d'une énergie $\frac{\mathbf{H}^2}{8\pi}$ ergs par unité de volume.

III. — Le champ électrique et le champ magnétique existent en même temps; l'énergie totale par unité de volume est donc

$$W = \frac{H^2}{2,26 \times 10^9} + \frac{\mathbf{H}^2}{25,12} \text{ ergs.}$$

H est exprimé en volts par centimètre et \mathbf{H} en gauss par cm^3 .

IV. — Les faits que nous venons de rapporter se réfèrent à l'état permanent. Que se produit-il si le champ magnétique \mathbf{H} ou le champ électrique \mathbf{H} varient ?

Quand le champ magnétique varie, il se produit une f. e. m. C'est le phénomène de l'induction. Rendons ce fait plus clair. Supposons un conducteur de longueur l se déplaçant avec la vitesse u dans un champ \mathbf{H} perpendiculairement à \mathbf{H} . Le flux qui traverse le conducteur varie en une seconde de la quantité

$$F = lu\mathbf{H} \text{ maxwells}$$

puisque la surface du flux est $l \times u$; cette variation de flux pendant l'unité de temps donne une f. e. m. en volts.

$$e = \frac{1}{10^8} lu\mathbf{H} \text{ volts.}$$

Nous avons vu aussi que le champ électrique était le quotient d'une f.e.m. par une longueur ; le champ électrique le long du conducteur est donc :

$$\mathbf{H} = \frac{e}{l} = \frac{1}{10^8} u\mathbf{H} \text{ volts par centimètre.}$$

Lorsque le champ magnétique \mathbf{H} varie, il produit un champ électrique \mathbf{H} .

De même, un champ électrique en mouvement crée un champ magnétique \mathbf{H}

$$\mathbf{H} = a\mathbf{H}$$

a étant un facteur de proportionnalité.

Ainsi, quand les champs varient, ils donnent naissance à d'autres champs.

V. — Considérons ce qui se passe quand on lance dans un conducteur un courant alternatif de fréquence très élevée ou, comme on dit généralement, de *haute fréquence*.

Supposons que pendant la première moitié du premier cycle le courant soit dirigé de A vers B. Il y a création d'un champ électrique et d'un champ magnétique ; les lignes de force du champ électrique vont du potentiel le plus élevé où sont les charges positives au potentiel le moins fort où sont des charges négatives ; elles se trouvent toutes dans des plans qui passent par le fil conducteur ou, comme on dit, dans des plans méridiens ; le champ est tangent aux lignes de force et perpendiculaire à la direction qui va du milieu du fil au point considéré. Lorsque la tangente est parallèle au conducteur, le champ lui est parallèle ; ceci arrive sur le plan perpendiculaire au conducteur passant le milieu. (*Fig. 86.*) On démontre que ce champ \mathbf{H}_1 est inversement proportionnel au cube de la distance. Nous l'appellerons champ newtonien.

De même, il existe un champ magnétique \mathbf{H}_1 inversement proportionnel au carré de la distance et dont les lignes de force sont des cercles concentriques, ayant leur centre sur le conducteur. Nous l'appellerons champ laplacien. (*Fig. 87.*)

Mais, du fait que les courants sont alternatifs de haute fréquence, les champs que nous venons de considérer sont alternatifs et ils varient un grand nombre de fois par seconde ; par suite \mathbf{H}_1 engendre un nouveau champ magnétique \mathbf{H}_2 , \mathbf{H}_2 engendre un nouveau champ électrique \mathbf{H}_3 et \mathbf{H}_3 engendre un nouveau champ magnétique \mathbf{H}_4 ; de sorte qu'en définitive notre espace comprend un champ électrique

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2 + \mathbf{H}_3$$

et un champ magnétique

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2.$$

On démontre que H_1 est inversement proportionnel au carré de la distance, ainsi que H_2 , H_3 et H_4 sont inversement proportionnels à la distance.

Quand la distance d est très grande $\frac{1}{d^2}$ et $\frac{1}{d}$ sont très petits vis-à-vis de $\frac{1}{d}$.

Ainsi, à 1.000 kilomètres $\frac{1}{d}$ est 1.000 fois plus grand que $\frac{1}{d^2}$ et 1.000.000 de fois plus grand que $\frac{1}{d^3}$. On peut donc négliger H_2 , H_3 , H_4 et alors :

$$\begin{aligned} H &= H_1 \\ H &= H_1 \end{aligned}$$

Ce sont des champs inversement proportionnels à la distance. Le champ électrique est parallèle au conducteur, le champ magnétique est perpendiculaire au champ électrique et à la droite qui passe par le point considéré P et par le centre du conducteur ; de plus, il est dirigé vers la gauche d'un observateur qui serait traversé par le champ des pieds vers la tête. (Fig. 88.) L'ensemble de ces deux champs forme une onde électromagnétique.

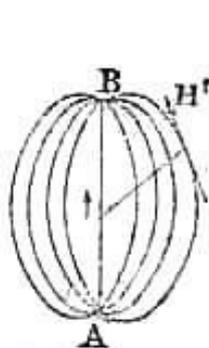


FIG. 86.

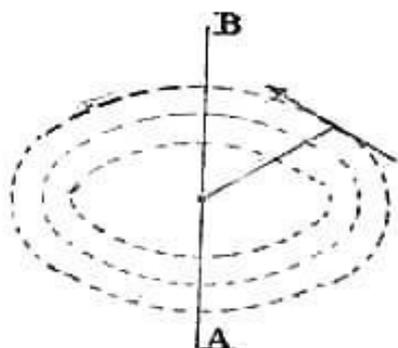


FIG. 87.

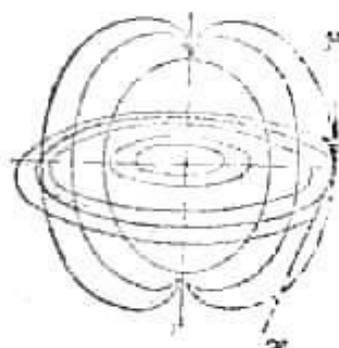


FIG. 88.

À grande distance, les lignes de force des champs électrique et magnétique sont des droites ; les surfaces sur lesquelles sont tracées ces lignes se confondent avec des plans ; on dit que l'onde est plane ou que les champs se propagent par ondes planes.

On ne doit pas oublier que ces champs sont alternatifs ; on appelle longueur d'onde de chacun d'eux la longueur de chaque cycle et on la désigne par la lettre grecque λ (prononcer lambda), leur fréquence est celle du courant qui les produit, la période est l'inverse de la fréquence.

PROPAGATION DES ONDES. — Quand le champ disparaît, l'énergie disparaît également ; or les champs deviennent nuls un nombre de fois par seconde égal à $2f$, f étant la fréquence. Comment peut se produire le transport de l'énergie depuis le conducteur jusqu'à un point P situé à une distance d ?

Considérons, par exemple, le champ électrique. En P (fig. 89) il varie dans le même sens que la d. d. p. qui existe entre A et B, mais cette variation n'est pas instantanée, à cause du milieu que le champ doit traverser et de la distance qu'il a à franchir ; il y a donc un certain temps t entre la variation de d. d. p. en A et B et les variations de champ en P. Le champ se propage d'ailleurs avec la vitesse de la lumière $u = 3 \times 10^8$ mètres.

Au commencement d'un cycle, le potentiel passe de zéro à un maximum ; le champ croît de 0 à un maximum, mais après un $t = \frac{d}{3 \times 10^8}$, d étant la distance du point P ; lorsque la d. d. p. décroît, le champ décroît et

l'énergie qui existe dans le milieu décroît ; mais avant qu'elle ne soit devenue nulle, le conducteur envoie un champ de même direction et de sens opposé, de sorte qu'en P, il reste une partie de l'énergie qui y était parvenue.

Cette diminution du champ électrique accompagne une diminution du champ magnétique, mais pour celui-ci également une certaine partie de l'énergie reste au point P.

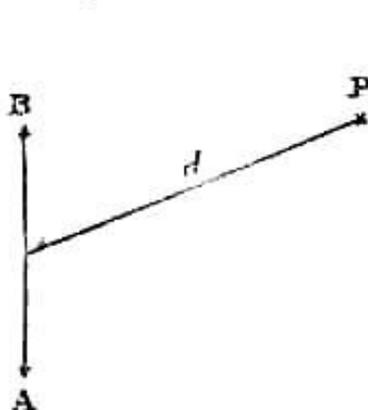


FIG. 89.



FIG. 90.

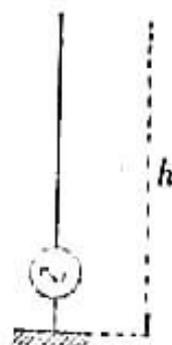


FIG. 91.

Le champ résiduel continue à se mouvoir avec la vitesse de la lumière. Ainsi donc, les deux champs électrique et magnétique qui constituent l'onde électromagnétique se meuvent simultanément et ils se soutiennent réciproquement, dans ce voyage à travers l'espace. Ils ont toujours la même valeur. Nous avons vu que l'on avait :

$$H = \frac{1}{10^9} uE$$

$$E = a u H,$$

u est ici la vitesse de la lumière. Tirons H de la première relation et égalons à la seconde

$$\frac{H \times 10^9}{u} = a u H$$

On obtient

$$a = \frac{10^9}{u^2}$$

Alors

$$H = \frac{1}{10^9} uE$$

$$E = \frac{1}{10^9} \times \frac{H}{u}$$

en centimètres $u = 3 \times 10^{10}$; en remplaçant par cette valeur, on trouve

$$E = 300 H.$$

Si l'intensité du champ magnétique est de 1 gauss par centimètre carré, la valeur du champ électrique est de 300 volts par centimètre.

Remarque. — La vitesse de la propagation étant $u = 3 \times 10^{10}$ mètres, la longueur d'un cycle ou d'une onde est l'espace parcouru pendant une période T .

$$\lambda = uT \quad \text{et comme } T = \frac{1}{f}, \quad \lambda = \frac{u}{f}, \quad f = \frac{u}{\lambda}.$$

Relations très importantes qu'il faut toujours avoir présentes à l'esprit.

VALEURS DES CHAMPS A GRANDE DISTANCE. — Le conducteur où l'on fait circuler les courants de haute fréquence a une forme particulière. Il se compose soit de deux fils verticaux isolés dans l'espace par un bout et, par l'autre, connectés à la source de courant de haute fréquence (fig. 90), soit d'un fil connecté à la terre par un bout et isolé par l'autre (fig. 91), la source de courant *h. f.* étant d'un côté à la terre, de l'autre au fil isolé. On peut remplacer la terre par une très forte capacité. Ce dispositif de fils a reçu le nom d'*antenne*.

Dans toutes les indications qui suivent, nous supposons que le courant circulant dans le conducteur est uniforme ; sa valeur efficace est donc la même en tous les points. Désignons par *I* l'intensité efficace en ampères qui circule dans l'antenne de la figure 96 de hauteur *h* ; soient *f* la fréquence, $\omega = 6,28 f$ la vitesse angulaire du courant, λ la longueur d'onde,

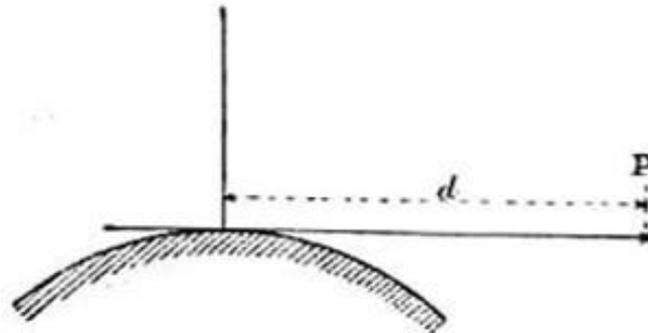


Fig. 92.

On trouve que le champ magnétique en un point P (fig. 92) situé à une distance *d* dans le plan passant par la base de l'antenne, perpendiculairement à cette antenne, a pour valeur, toutes les longueurs étant exprimées en centimètres

$$H = \frac{4\pi}{10} \frac{hI}{\lambda d} \text{ gauss} = 1,25 \frac{hI}{\lambda d} \text{ gauss.}$$

Le champ électrique s'en déduit

$$H = 300 H \text{ volts par centimètre.}$$

$$H = \frac{1200\pi hI}{10\lambda d} = 377 \frac{hI}{\lambda d} \text{ volts/centimètre.}$$

Tous deux sont d'autant plus forts que l'onde utilisée est plus courte. Ni les courants industriels ni les courants téléphoniques ne donneraient des champs importants avec des intensités ordinaires ; il faut donc recourir à des courants à fréquence élevée.

Ces champs ainsi calculés ne donnent des valeurs exactes que pour *d* ne dépassant pas 100 kilomètres ; on a supposé, pour les établir, que la terre est conductrice parfaite, que l'air est un isolant ou diélectrique parfait et indéfini.

Si le sol était vraiment un conducteur parfait, les ondes électromagnétiques glisseraient à la surface, le champ électrique étant toujours vertical et le champ magnétique horizontal ; mais s'il est conducteur imparfait, les champs s'inclinent et une partie de l'énergie se perd dans la masse. Ces pertes finissent par absorber toute l'énergie due aux champs.

De plus, d'après le savant anglais Eccles, l'atmosphère présente dans sa partie la plus élevée des particules d'électricité positives et négatives appelés ions : on dit que l'air est *ionisé*. Cet air est donc conducteur et les ondes ne peuvent franchir la couche qu'il forme ; elles se propagent entre le sol et cette couche ionisée, par réflexion et réfraction successives.

Le champ électromagnétique ionise d'ailleurs, lui-même, l'air qu'il traverse : il y a là des causes de pertes d'énergie.

En définitive, les champs calculés plus haut seraient affectés d'un amortissement qu'on a reconnu proportionnel à la distance et inversement proportionnel à la racine carrée de la longueur d'onde et qu'on peut représenter par

$$e^{-\frac{Kd}{\sqrt{\lambda}}} \text{ avec } \epsilon = 2,718$$

de sorte que l'on peut écrire comme valeur des champs

$$H = 1,25 \frac{hI}{\lambda d} e^{-\frac{Kd}{\sqrt{\lambda}}} \text{ gauss par centimètre carré.}$$

$$H = 377 \frac{hI}{\lambda d} e^{-\frac{Kd}{\sqrt{\lambda}}} \text{ volts par centimètre.}$$

Les projets des grandes stations mondiales ont été dressés en se basant sur ces résultats. Remarquons que, d'après des résultats obtenus par la marine militaire américaine, le facteur numérique $K = 0,000048$ lorsque d et h sont exprimés en mètres et $K = 0,0015$ si h et d sont en kilomètres.

Ces formules, valables à peu près pour les grandes ondes lorsque la distance n'excède pas 6.000 kilomètres, ne le sont plus du tout quand il s'agit de petites ondes.

L'hypothèse d'Eccles sur l'ionisation de l'atmosphère doit être développée davantage ; l'ionisation comprendrait trois états : une couche basse rarement ou faiblement ionisée dans laquelle le rayon hertzien se propagerait en ligne droite ; une couche moyenne, fortement ionisée le jour sous l'action des rayons solaires et peu ionisée la nuit ; une troisième fortement ionisée le jour comme la nuit.

Le rayon hertzien, franchissant la première en ligne droite, s'incurve dans la couche ionisée, la courbure de la courbe étant d'autant plus faible que l'onde est plus courte (fig. 93) et revient vers la terre. Le résultat est

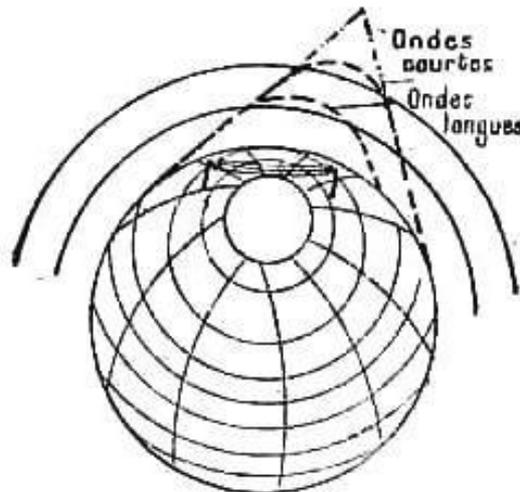


FIG. 93.

le même que si la propagation se faisait en ligne droite jusqu'à la couche réfléchissante, l'angle d'incidence est très grand, l'angle de réflexion est très grand aussi et le rayon hertzien revient vers la terre très loin de son point de départ, où il peut créer un champ électromagnétique non affaibli

par l'influence du sol. Comme la couche ionisée est plus haute la nuit que le jour, les champs créés la nuit vont plus loin que ceux créés le jour.

Les ondes longues auraient un angle d'incidence et un angle de réflexion plus faible que celui des ondes courtes, elles reviendraient vers le sol avant les deuxièmes et par suite le champ électromagnétique des ondes longues deviendrait nul avant celui des ondes courtes. (Fig. 93.)

En réunissant ces conclusions différentes nous dirons que les ondes qui se propagent le long du sol suivent les lois établies par les formules données plus haut, alors que les ondes qui se dirigent vers la haute atmosphère se réfléchissent et suivent un chemin beaucoup plus long mais moins sujet à l'affaiblissement. La loi exacte qui donne la valeur des champs est inconnue à l'heure actuelle.

ÉNERGIE RAYONNÉE. — Nous avons vu que les champs créent de l'énergie dans l'atmosphère. Quelle est la valeur totale qui quitte l'antenne?

Remarquons d'abord que le champ magnétique est constamment égal au champ électrique ; si nous avons le facteur 300, cela tient au choix des unités pour exprimer les deux champs ; par suite, l'énergie par unité de volume est

$$W_{vu} = \frac{H^2}{4\pi}.$$

Si nous considérons les valeurs maxima du champ magnétique, nous avons

$$H_{max} = \frac{4\pi h}{10 \lambda d} \times I_{max}.$$

L'énergie par centimètre cube en fonction de ce maximum est

$$W_{max} = \frac{H^2_{max}}{4\pi}$$

Or, $H^2_{max} = 2H^2_{eff}$, H_{eff} étant la valeur effective de H ; remplaçons on a :

$$W_{max} = \frac{2H^2_{eff}}{4\pi} = \frac{H^2_{eff}}{2\pi}$$

L'énergie contenue dans une sphère de rayon 1 sera donc

$$\frac{H^2_{eff}}{2\pi} \times \frac{4}{3} \pi$$

$\frac{4}{3} \pi$ est le volume de la sphère ; comme l'énergie efficace est la moitié de l'énergie maximum on a l'expression trouvée plus haut. Or cette énergie va traverser la surface de la sphère avec la vitesse de la lumière u ; la puissance totale qui passera à travers cette surface aura pour valeur

$$W_r = \frac{H^2_{eff}}{4\pi} \times \frac{4}{3} \pi \times u = 3 H^2_{eff} u.$$

Remplaçons H par sa valeur $\frac{4\pi h I_{eff}}{10 \lambda}$ ($d = 1$ puisque nous considérons le rayon unité) ; il vient

$$W_r = 3 \times \frac{16\pi^2}{10^8} \times \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 I^2_{eff} u \text{ ergs par seconde.}$$

Cette énergie occupera évidemment des sphères de plus en plus grandes, mais sa valeur totale ne variera pas.

Nous supposons dans le calcul que le rayonnement se produit à travers toute la surface ; ce fait persiste même si l'antenne est à la terre, de sorte que l'on a toujours

$$P = \frac{10\pi^2}{3 \times 10^3} \times \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 I_{eff}^2 \times u \text{ ergs par seconde.}$$

Exprimons-la en watts ; il suffit de remplacer u par sa valeur en centimètres 3×10^{10} et de diviser par 10^7 puisque le watt qui vaut 1 joule par seconde vaut 10^7 ergs/seconde. On a finalement :

$$P = 160\pi^2 \times \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 I_{eff}^2$$

La quantité

$$S = 160\pi^2 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2$$

qui joue le même rôle qu'une résistance est dite résistance de rayonnement ; nous préférons l'expression « radiance » employée par M. Bouthillon.

HAUTEUR EFFICACE D'UNE ANTENNE. — Les calculs simples que nous avons indiqués supposent que le courant est uniforme dans l'antenne, de sorte que le produit hI (I étant maintenant la valeur efficace que nous employons pour abréger l'écriture) de la hauteur de l'antenne par le courant qui y circule est constant. S'il n'en est pas ainsi, les résultats sont modifiés.

Supposons alors qu'une antenne de hauteur l ait à sa base un courant efficace de I ampères, mais que le courant n'ait pas la même valeur tout le long de l'antenne ; on appellera hauteur effective de l'antenne une quantité h telle que son produit par I donne le même effet à distance que l'antenne de hauteur l .

Une antenne avec une nappe au sommet (fig. 94) a une hauteur efficace

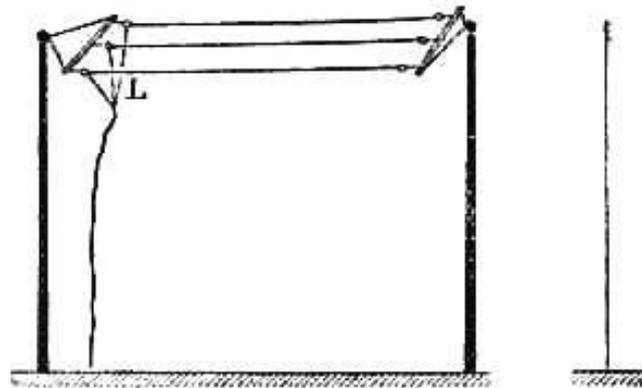


FIG. 94.

pratiquement égale à sa hauteur géométrique. Une antenne unifilaire verticale, de longueur l , a une hauteur efficace égale à

$$h = \frac{2}{\pi} l.$$

Nous avons vu que cette antenne vibre en quart d'onde $\lambda = 4l$, d'où $l = \frac{\lambda}{4}$; remplaçons en fonction de cette expression de l dans la valeur

de S , la hauteur h qui vaut alors $h = \frac{\lambda}{2\pi}$

$$S = 160\pi^2 \left(\frac{\lambda}{2\pi} \right) \left(\frac{\lambda}{\lambda} \right) = 40 \text{ ohms.}$$

Ainsi la résistance de rayonnement d'une antenne unifilaire (isolée à un bout et mise à la terre par l'autre) est toujours égale à 40 ohms, quelle que soit la longueur de l'antenne. C'est un résultat remarquable, mis en lumière par M. Abraham, professeur à l'École normale supérieure.

EFFET A DISTANCE. — Nous avons vu qu'en un point P situé à une distance d de l'antenne, il se crée un champ magnétique

$$\mathbf{H} = \text{gauss par centimètre}$$

et un champ électrique

$$\mathbf{H} = 300 \mathbf{H} \text{ volts par centimètre.}$$

Cela signifie que si nous disposons un conducteur vertical de hauteur h_r , le champ \mathbf{H} produira une f. e. m. en volts égale à $h_r \mathbf{H}$; les f. e. m. induites par unité de largeur et égales chacune à $\mathbf{H} = 300 \mathbf{H}$ s'ajoutent, en effet, on a

$$U = 300 h_r \mathbf{H}.$$

Si la résistance apparente ou impédance de l'antenne a pour valeur Z , on a un courant

$$I_r = \frac{U}{Z} = 300 \frac{h_r}{Z} \mathbf{H}.$$

L'unité de longueur est le centimètre, la résistance s'exprime en ohms, \mathbf{H} en gauss et I_r en ampères.

Ce courant peut produire des effets divers qu'on peut disposer pour les communications à grande distance.

PRINCIPE D'UNE COMMUNICATION RADIOÉLECTRIQUE. — Entre deux points A et B situés à une grande distance d l'un de l'autre, on veut établir une communication radioélectrique. Pour y parvenir, on provoque, à partir de A, la création en B d'un champ électromagnétique de haute

fréquence $f = \frac{u}{\lambda}$.

$$\mathbf{H} = 1,25 \frac{hI}{\lambda d} e^{-\frac{\kappa d}{\sqrt{\epsilon}}}$$

$$\mathbf{H} = 377 \frac{hI}{\lambda d} e^{-\frac{\kappa d}{\sqrt{\lambda}}}$$

Ces champs donnent en B un courant de fréquence identique à celle du courant.

Faisons varier à l'origine A le courant I suivant les modulations de la voix ou d'après un code télégraphique; le champ suivra ces variations et le courant recueilli en B reproduira ce qui s'est fait en A.

En A est le poste transmetteur et en B le poste récepteur.

Réciproquement, si l'on veut communiquer de B en A, il faudra de B provoquer un champ électromagnétique assez fort pour donner en A un courant de fréquence identique à celui de B et variant suivant la même cadence. Il faut en B un poste transmetteur et en A un poste récepteur.

Une communication dans les deux sens comprendra donc en A un système de transmission ou d'émission et un système de réception; en B un système de réception recevant de A et un système d'émission destiné à être reçu en A.

A l'émission, on voit que pour une distance donnée d , le champ sera d'autant plus élevé que la longueur d'onde est plus courte, que la hauteur de l'antenne est plus grande et que l'intensité est plus forte.

La hauteur de l'antenne ne peut être exagérée, car ses frais de construction deviendraient prohibitifs ; en fait, les plus élevées ne dépassent guère 250 mètres ; les éléments que l'on peut faire varier sont donc l'intensité I et la longueur d'onde λ . Pour une même intensité, I , l'emploi d'une longueur d'onde 2, 3, 4... fois plus faible donne des champs 2, 3, 4... fois plus forts ; mais, sauf en ce qui concerne les ondes inférieures à 150 mètres, le

facteur d'affaiblissement $\varepsilon^{-\frac{Kd}{\lambda}}$ ne permet pas de descendre au-dessous d'une certaine valeur de λ .

Le problème de l'émission consiste donc à produire un courant de haute fréquence d'intensité suffisante pour franchir la distance donnée, à installer un aérien ou une antenne capable de rayonner de l'énergie et à envoyer ce courant I dans l'antenne.

A la réception, le courant recueilli a la fréquence du courant à l'émission ; il ne peut impressionner les appareils de réception ordinaire, sans qu'il soit transformé au préalable en un courant de fréquence très basse, cette transformation se fait dans un appareil appelé détecteur. Si le courant est trop faible, il faut le rendre plus fort, soit avant la détection, soit après, par une amplification en haute ou en basse fréquence.

Le problème de la réception consistera donc à installer une antenne propre à transférer le courant qui y circule dans l'appareil détecteur et de là dans l'appareil utilisateur ; si c'est nécessaire, on devra prévoir des systèmes amplificateurs avant ou après la détection, c'est-à-dire en haute et basse fréquence.



DEUXIÈME PARTIE

ÉTABLISSEMENT D'UNE COMMUNICATION RADIOÉLECTRIQUE

PREMIÈRE SECTION

EMISSION

CHAPITRE I

Généralités.

Lorsque Marconi réalisa ses premiers essais de transmission, le seul système connu pour la production des courants de haute fréquence résidait dans l'utilisation de la décharge oscillante des circuits à condensateur. Il a donc été obligé de s'en servir et tous les techniciens s'en servirent à sa suite. C'est avec ce procédé que sont encore équipées la très grande majorité des stations côtières érigées près de la mer pour correspondre avec les navires et des postes installés à bord des bateaux de toute nature.

Mais, comme on l'a vu, les courants de haute fréquence obtenus par ce procédé s'amortissent très rapidement : leur amplitude diminue très vite et, bien que très grande au début, l'intensité s'éteint après quelques dix-millièmes de seconde.

Aussi désignait-on ce système sous le nom d'émission à ondes amorties. Comme les courants s'évanouissaient et les ondes électromagnétiques en même temps, du fait de l'amortissement, on transmettait des trains d'ondes.

L'inconvénient capital est une mauvaise utilisation de l'énergie mise en jeu qui est, pour une notable partie, transformée en chaleur. D'autre part, l'amortissement rend la résonance très difficile à obtenir; elle est généralement floue et donne lieu à des brouillages intenses. Bien qu'on ait, malgré ces défauts, conservé le système, on s'est préoccupé dès le début de trouver un moyen de produire des courants non amortis ou entretenus qui donneraient des ondes de même nature.

La solution qui paraît la plus simple et la plus rationnelle à première vue consiste évidemment à utiliser les procédés que la technique industrielle de l'électricité emploie tous les jours.

Cependant, cette simplicité théorique ne s'accompagne pas d'une simplicité pratique, et nous allons essayer de le montrer.

On sait que l'industrie emploie des alternateurs hétéropolaires ou à pôles alternés et des alternateurs homopolaires ou à pôles non alternés.

Examinons le premier procédé.

Un alternateur hétéropolaire se compose d'un cylindre tournant, le rotor, sur lequel on a disposé à la périphérie des pôles inducteurs constitués par des électroaimants où l'on envoie du courant continu; sur une partie cylindrique fixe, le stator, sont disposés les conducteurs induits, soit sur une couronne de dents en saillies, comme l'indique la figure 95, soit dans des trous ou encoches pratiqués dans la masse du stator (fig. 96). Avec les deux dispositions, le flux a la forme indiquée par la figure et la f. e. m. engendrée dans une spire qui passe successivement devant chaque pôle inducteur a la forme de la figure.

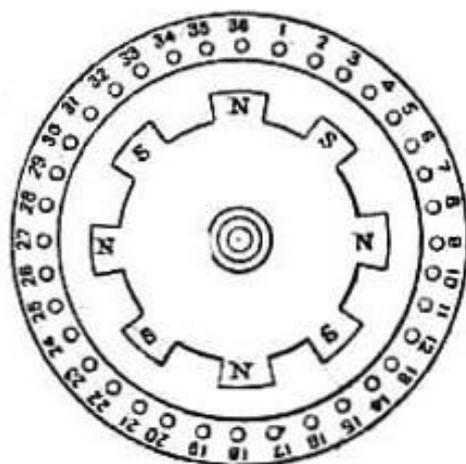


FIG. 96.

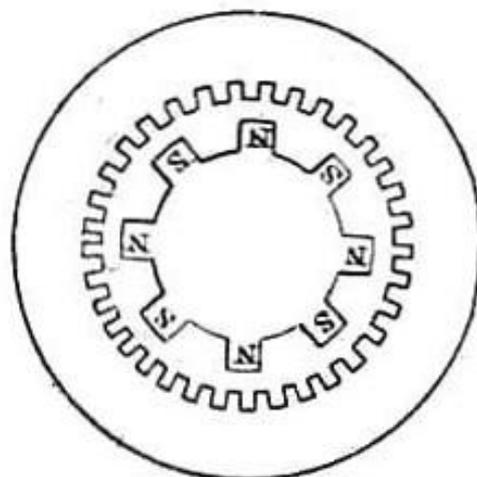


FIG. 95.

La fréquence du courant obtenu avec $2p$ pôles inducteurs, p pôles nord et p pôles sud, est donnée par la relation

$$f = p \times N,$$

f étant la fréquence, N le nombre de tours par seconde. Ainsi, avec un rotor comprenant 4 paires de pôles analogues à celui de la figure 95 et tournant à 12 tours par seconde, on donnera une fréquence égale à

$$f = 4 \times 12 = 48.$$

Nous aurons alors un courant de 48 périodes par seconde.

Considérons une machine industrielle de 800 kilowatts dont le rotor a 5 m. 98 de diamètre, porte 38 paires de pôles et tourne à 79 tours par minute. La fréquence est

$$f = 38 \times \frac{79}{60} = 50 \text{ périodes par seconde.}$$

Or, la vitesse linéaire d'un élément ou d'un point de la périphérie est égale au produit par 3,14 du diamètre et du nombre de tours. Ici, on aura :

$$v = 3,14 \times 5,98 \times \frac{79}{60} = 25 \text{ mètres à la seconde.}$$

La force centrifuge qui s'exerce sur un gramme de matière à la périphérie est égale à 21 grammes. C'est une sécurité absolue pour la machine, mais la fréquence du courant n'est que de 50 périodes, insuffisante pour la radio-électricité.

On peut augmenter le nombre de pôles et la vitesse de rotation. On peut aller jusqu'à placer une paire de pôles tous les 2 cm.5. C'est possible, mais il ne faut pas dépasser. La circonférence du rotor est

$$c = \pi d = 3,14 \times 5,98 = 18 \text{ m. } 77,$$

ce qui donne $18,77 : 0,025 = 750$ paires. A la vitesse de 79 tours-minute, on aura une fréquence de

$$f = 750 \times \frac{79}{60} = 988,$$

c'est-à-dire 1.000 périodes environ par seconde ; c'est encore insuffisant pour la radioélectricité ; le nombre le plus bas est 20.000 périodes ; il faut donc augmenter la vitesse et la rendre 20 fois plus forte, ce qui donne

$$\frac{79 \times 20}{60} = 26 \text{ tours par seconde.}$$

Mais alors la force centrifuge devient 8 kilogrammes. C'est une valeur inadmissible : toutes les bobines quitteraient le rotor et la machine serait mise hors de service.

Avec des alternateurs de cette nature la vitesse périphérique ne doit pas dépasser 100 mètres, ce qui donne une fréquence maxima de 3.952 périodes par seconde. On est loin des valeurs radiotélégraphiques. La solution ne peut donc être trouvée dans cette voie.

Examinons le second procédé.

Un alternateur homopolaire possède un induit fixe et un inducteur mobile ; celui-ci est constitué au moyen d'un tambour en acier aux bouts duquel on a fixé par des boulons des dents en fer doux qui servent de pôles. L'espace compris entre les dents disposées en forme de couronne reçoit les enroulements inducteurs qui développent à un bout des pôles nord et à l'autre des pôles sud. La bobine inductrice peut d'ailleurs ne pas tourner avec le tambour.

Le flux n'est pas alterné, mais ondulé.

La période est encore égale à $f = Np$.

On peut, à cause du procédé de construction, donner une vitesse périphérique de 150 mètres par seconde. Tesla, avec un rotor portant 400 saillies (200 nord et 200 sud), a obtenu une vitesse de 3.000 tours-minute et une fréquence

$$f = 200 \times \frac{3.000}{60} = 10.000 \text{ périodes.}$$

Si les vitesses périphériques sont susceptibles de grandes valeurs, les

variations de flux demeurent faibles et les fortes puissances difficiles à obtenir.

On a donc cherché une troisième voie, celle des alternateurs à fer tournant ou à réluctance variable, qui sont également homopolaires.

L'induit est fixe et formé de bobines plates enroulées sur les dents de l'inducteur ; l'inducteur est fixe et se compose d'un électroaimant en acier en forme d'anneau où a été pratiquée une gorge dans laquelle on a placé la bobine inductrice ; la partie mobile porte des dents en fer doux.

Lorsque ces dents sont entre les pôles nord et sud, le flux est maximum ; celui-ci est minimum quand l'armature mobile n'est pas en regard des pôles. Le flux est donc ondulé.

Avec ce système on peut obtenir des vitesses périphériques élevées et c'est le principe qui a prévalu dans les alternateurs de haute fréquence dont la solution n'a été trouvée que dans ces dernières années en France et en Amérique.

Pendant que se poursuivaient les recherches sur la production des courants de haute fréquence au moyen des procédés industriels, d'autres techniciens ont pu obtenir des fréquences élevées en utilisant les phénomènes de la réflexion électrique, comme Goldschmidt en Allemagne, ou en multipliant les fréquences par l'utilisation de la saturation magnétique du fer pour des champs élevés.

Déjà, toutefois, vers 1900, l'Anglais Duddell avait découvert le phénomène de l'arc chantant qui donnait des fréquences variant de 300 à 3.000. Poulsen, savant danois, en rendit possible l'utilisation dans le domaine des ondes hertziennes en employant, pour la production de l'arc, une atmosphère d'hydrogène ou d'hydrocarbure d'hydrogène, et déjà bien avant la guerre des postes puissants fonctionnaient en ondes entretenues produites par l'arc.

Enfin, la guerre mondiale, en mettant des crédits illimités à la disposition des techniciens, a suscité des études nombreuses sur les tubes à vide et permis d'en connaître le fonctionnement. On a construit, durant cette période, de nombreux postes à ondes entretenues alimentées par des lampes, et depuis l'armistice les progrès se sont encore développés à pas de géant.

Nous allons étudier successivement ces divers procédés en insistant surtout sur le dernier, qui concerne spécialement l'amateur.

CHAPITRE II

Production des courants de haute fréquence par la décharge oscillante du condensateur.

PRINCIPE. — On utilise les propriétés, déjà étudiées, de la charge et de la décharge des circuits à condensateurs. L'opération comprendra les trois parties suivantes :

1^o Charge d'un condensateur par une source d'électricité continue ou alternative ;

2^o Décharge d'un condensateur à travers un circuit oscillant ;

3^o Répétition de la charge et de la décharge un certain nombre de fois par seconde ;

1^o Transmission de ces courants de haute fréquence à un circuit rayonnant.

On obtient le résultat cherché en reliant les bornes de la source électrique aux armatures du condensateur par un circuit appelé *circuit de charge* ; aux bornes du condensateur on dispose en parallèle avec le circuit de charge un circuit *oscillant de décharge* dans lequel on pratique une coupure appelée *éclateur*. Quand la tension aux bornes du condensateur atteint une valeur suffisante, une étincelle éclate entre les bornes de l'éclateur, un courant de haute fréquence se produit dans le circuit de décharge qui s'amortit rapidement. On couple la self de ce circuit avec une self intercalée dans le circuit aérien et l'émission d'ondes hertziennes amorties se produit.

Quand le courant est amorti complètement dans le circuit de décharge, le condensateur se charge à nouveau et les mêmes phénomènes recommencent.

CHOIX DE LA SOURCE. — Pour charger le condensateur, on peut employer une tension continue ou alternative et le choix est surtout motivé par la facilité avec laquelle on peut l'obtenir et par la puissance que l'on veut mettre en jeu aux bornes du condensateur, *puissance qualifiée d'oscillante*.

D'une manière générale, le temps de décharge θ (thêta) est considéré comme négligeable devant celui de charge τ (tau). A chaque charge correspond une décharge et pendant une seconde on aura autant de charges que de décharges. Or, l'énergie Wc d'une charge est

$$Wc = \frac{1}{2} CU^2,$$

C étant la capacité du condensateur, U la tension aux bornes. La puissance transférée au condensateur, c'est-à-dire l'énergie pendant une seconde, est

$$Pc = \frac{1}{2} NCU^2$$

N étant le nombre de charges et de décharges par seconde.

On se fixe C d'après la longueur d'onde ou la fréquence des oscillations à obtenir, N d'après la note. Il ne reste plus que la tension U . D'ailleurs, P_c varie comme le carré de U et l'on a intérêt à augmenter U plutôt que les autres facteurs.

Avec une source continue, il est difficile de dépasser 20.000 volts ; avec une source alternative, on peut, au moyen d'un transformateur, atteindre n'importe quelle valeur. Toutes les autres conditions étant identiques, le choix de la source dépend de la puissance à obtenir.

Si l'on a la faculté d'utiliser l'une ou l'autre espèce de générateurs électriques, les considérations qui fixent le choix sont le rendement, la robustesse, la facilité d'entretien, la régularité du fonctionnement.

ETUDE DU CIRCUIT DE CHARGE

A. Cas d'une source continue. (Fig. 97.)

a) *Valeur de la tension à obtenir aux bornes du condensateur (U).* — On a vu que U vaut à peu près 2 fois la tension V aux bornes de la machine ; nous adopterons la valeur 1,8 qui se rapproche d'un rendement normal. Pour obtenir $U = 1,8 V$, il faut adopter un circuit de charge oscillant et provoquer la décharge au bout de la première demi-période du circuit de charge.

b) Lorsqu'on s'est fixé la puissance oscillante P_c et la tension U aux bornes du condensateur, la fréquence N des étincelles est déterminée par la relation

$$P_c = \frac{1}{2} N C U^2.$$

qui donne

$$N = \frac{2 P_c}{C U^2}$$

Comme on a une charge par demi-période, on a $N = 2f$, et par suite,

$$f = \frac{P_c}{C U^2}.$$

c) *Self du circuit de charge.* — La connaissance de f permet de déterminer la self du circuit de charge, car on a

$$f = \frac{1}{6,28 \sqrt{C \times L}}.$$

d'où l'on tire

$$L = \frac{1}{6,28^2 \times f^2 \times C}.$$

Dans les calculs, on fait $6,28^2$ égal à 10, $3,14^2 = 10$, on évite ainsi de traîner des figures décimales nombreuses.

Exemple. — Aux bornes d'un condensateur de 25/1000 de microfarad, on veut obtenir une puissance oscillante de 5 kilowatts, en employant une source de 11.100 volts. Étudier les éléments du circuit de charge.

La tension aux bornes sera

$$U = 11.100 \times 1,8 = 20.000 \text{ volts.}$$

On a pour fréquence du circuit de charge la valeur

$$f = \frac{P_c}{C U^2} = \frac{5.000}{\frac{0,025}{10^6} \times 20.000^2} = 500.$$

La valeur de N sera égale à 1.000. La self du circuit de charge sera égale à

$$L = \frac{1}{40 \times 500^2 \times \frac{0,025}{10^6}} = 4 \text{ henrys.}$$

La tension de 11.100 volts étant obtenue avec une génératrice continue ou dynamo, on pourra partager cette self en trois parties: l'une de 3 henrys sera comptée pour les enroulements de la machine, chacune des deux autres de 0,5 henry sera disposée sur chaque branche du circuit de charge et protégera la source contre le retour de courants de haute fréquence auxquels on opposera ainsi une impédance pratiquement infinie.

d) *Puissance fournie par la source.* — A chaque charge du condensateur à la tension U , la quantité d'électricité qui traverse les conducteurs du circuit de charge est égale à

$$q = CU.$$

Pendant N charges par seconde, la quantité totale prise par le condensateur et qui traverse les conducteurs sera

$$Q = Nq = NCU.$$

Mais on sait que la quantité d'électricité qui traverse un conducteur par seconde est appelée intensité du courant. Ici, ce sera une intensité moyenne

$$Imoy = NCU.$$

La puissance débitée par la source sera donc égale à la tension V par l'intensité $Imoy$, c'est-à-dire égale à

$$P_s = VIm = VNCU.$$

Dans l'exemple précédent, la puissance débitée par la source sera donnée par l'expression

$$P_s = 11.100 \times 1.000 \times \frac{0,025}{10^6} \times 20.000 = 5.550 \text{ watts.}$$

e) *Rendement de l'opération.* — Le rendement est le rapport entre la puissance disponible et la puissance fournie. Ici, on aura

$$r = \frac{5.000}{5.550} = 0,9.$$

Le rendement est très élevé et l'opération est très économique.

Remarque 1. — Une étude plus détaillée de la charge montre que le rendement est donné par l'expression

$$r = \frac{1 + e^{-\delta t}}{2}$$

avec $e = 2,718$, $\delta = \frac{R}{2L}$ et $t = \frac{T}{2}$. Dans l'exemple choisi on a

$$\frac{1 + e^{-\frac{\delta T}{2}}}{2} = 0,9 \quad \text{d'où} \quad e^{-\frac{\delta T}{2}} = 0,8$$

On peut tirer la valeur de R qui est de 1.800 ohms environ. Cette résistance est équivalente à toutes les pertes; elle peut servir à calculer l'intensité efficace du courant de charge au moyen de l'expression

$$Ri_{eff} = 5.550 - 5.000 = 550.$$

puisque les pertes résultent évidemment de la différence entre la puissance fournie et la puissance disponible.

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{550}{1.800}} = 0,55 \text{ ampère.}$$

La valeur R doit vérifier d'ailleurs la relation

$$CR^2 < 4L,$$

ce qui est facile à constater.

Il faut aussi que $\left(\frac{R}{2L}\right)^2$ soit négligeable vis-à-vis de $\frac{1}{CL}$. Or $\left(\frac{11}{2L}\right)^2 = 225^2$ et $1/CL = 10^2$, le premier terme est négligeable vis-à-vis du second. La période du circuit de charge est bien

$$T = 2\pi \sqrt{CL} = 1/500^e \text{ de seconde,}$$

avec $3,14 = \sqrt{10}$; résultat déjà trouvé d'ailleurs.

Remarque II. — Il convient de se rappeler que ces conclusions ne sont valables qu'à la double condition suivante :

Le temps de décharge est pratiquement nul.

Le potentiel aux bornes du condensateur est nul après chaque décharge.

Cette double condition est généralement satisfaite pour les faibles puissances (0 à 10 kilowatts).

B. Cas d'une source alternative. (Fig. 98.)

Quand on charge un condensateur avec une source alternative, on profite du phénomène de résonance ; alors, la fréquence f , la période T et la pulsation ω du circuit de charge sont les mêmes que celles de la source. On a

$$\omega = 1/\sqrt{C \times L} \quad T = 2\pi\sqrt{CL} = 6,28\sqrt{C \times L} \quad f = \frac{1}{T}$$

On obtient par ce procédé un coefficient de surtension S qui est donné par la relation

$$S = \frac{1}{\omega CR} = \frac{\omega L}{R},$$

R étant la résistance du circuit de charge, équivalente à l'ensemble des pertes.

Malgré ce coefficient de surtension, on n'aurait pas une d. d. p. suffisante aux bornes du condensateur si on ne l'élevait pas au préalable au moyen d'un transformateur de rapport a . La tension maximum qu'on peut obtenir est à chaque instant donnée par la relation

$$U = aSV_0 (1 - e^{-\delta t})$$

dans laquelle V_0 est la tension alternative de la source, $e = 2,718$, $\delta = \frac{R}{2L}$; elle est maximum aux instants

$$\frac{T}{2} \quad T \quad \frac{3T}{2} \quad 2T \dots\dots$$

c'est-à-dire toutes les demi-périodes.

La puissance disponible aux bornes du condensateur est donnée par l'expression déjà connue $P_c = \frac{1}{2} NCU^2$ qui devient ici

$$Pc = \frac{1}{2} N C a^2 S^2 V_0^2 (1 - e^{-\delta t})^2$$

C'est la puissance oscillante ; on démontre que la puissance fournie par la source est

$$Ps = \frac{N V_0^2}{2 R \delta} \left[\delta t - (1 - e^{-\delta t}) \right]^2$$

et que le rendement a pour valeur

$$r = \frac{1/2 (1 - e^{-\delta t})^2}{\delta t - (1 - e^{-\delta t})}$$

Remarque I. — L'effet du transformateur de rapport a est le même que si l'on augmentait la capacité dans le rapport de a^2 à 1.

Remarque II. — Le rendement est d'autant plus fort que t est plus petit ; il faut donc s'éloigner du régime permanent et provoquer la décharge aux premières alternances de la charge ; on ne dépasse pas $t = \frac{T}{2}$ quand on veut un bon rendement.

La fréquence N des charges et décharges est intimement liée à la puissance ; on a

$$N = \frac{2Pc}{CU^2}$$

Si on a une étincelle par alternance $N = 2f$
— — — par deux alternances $N = f$

— — — par trois alternances $N = \frac{2}{3} f$ et ainsi de suite.

La self du circuit de charge se calcule comme dans le cas du courant continu

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}$$

applicable si $\left(\frac{R}{2L}\right)^2$ est très petit devant $\omega^2 = 1/CL$.

Exemple. — Soit à charger un condensateur de 25/1.000 de microfarad de manière que la puissance oscillante soit de 5 kilowatts, la fréquence des étincelles étant égale à 1.000 ; le facteur de surtension étant 5 et le rapport de transformation $a = 40$. Étudier le circuit de charge.

Admettons une étincelle par demi-période

$$N = 2f \quad f = 500.$$

La tension à obtenir aux bornes sera déduite de la formule donnant la puissance

$$5.000 = \frac{1}{2} N C U^2$$

On a

$$U = \sqrt{\frac{2 \times 5.000}{N \times C}} = \sqrt{\frac{10.000}{1.000 \times 25 \times \frac{1}{10^6}}} = 20.000 \text{ volts.}$$

La self du circuit de charge se déduira de la formule donnée plus haut en remarquant que la capacité apparente a pour valeur $a^2C = 40^2 \times \frac{25}{10^8}$, on trouve que la self doit avoir une valeur égale à

$$L = 25 \text{ dixmillihenrys,}$$

en faisant comme d'habitude

$$4\pi^2 = 40.$$

La résistance du circuit de charge, nous la tirerons du coefficient de surtension

$$S = \frac{\omega L}{R} \quad \text{d'où} \quad R = \frac{\omega L}{S},$$

comme ω égale aussi $2\pi f = 1.000\pi$, $R = \frac{1.000\pi \times 25 \times \frac{1}{10.000}}{5} = \frac{5\pi}{10}$ soit

1,57 ohm. On peut vérifier que la condition

$$CK^2 < 4L$$

est remplie.

La tension maximum aux bornes du primaire du transformateur est égale à $\frac{20.000}{40} = 500$ volts et celle qui est fournie par l'alternateur se tire de la relation

$$20.000 = asV_0 \left(1 - e^{-\delta \frac{T}{2}}\right)$$

d'où l'on a

$$V_0 = \frac{20.000}{as(1 - e^{-\delta T/2})} = 370 \text{ volts.}$$

La force électromotrice efficace sera de

$$V_{eff} = 370 \times 0,707 = 262 \text{ volts.}$$

Le rendement r prendra la valeur 0,83. La puissance fournie par la source devient

$$P_s = \frac{P_c}{0,83} = 6.024 \text{ wats,}$$

ce qui permet d'évaluer la puissance dissipée

$$P_p = P_s - P_c = 1.024 \text{ wats}$$

et la valeur de l'intensité efficace

$$R1^{eff} = 1.024$$

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1.024}{1,57}} = 25,5 \text{ ampères.}$$

On devra choisir des conducteurs capables de supporter cette intensité. Tous les éléments du circuit de charge sont ainsi déterminés.

Remarque. — En général, on se donne la puissance oscillante P_c , la capacité C , la fréquence N des étincelles. Ces trois quantités, à l'aide des considérations sur le rendement, déterminent toutes les autres, sauf le coefficient de surtension qu'on prend habituellement entre 5 et 8.

ÉTUDE DU CIRCUIT DE DÉCHARGE (Fig. 97 et 98).

Considérons un circuit oscillant en dérivation aux bornes du condensateur C. L'éclateur E forme un petit condensateur de capacité C' en parallèle avec C ; seulement C' est très petite, on peut la négliger et ne

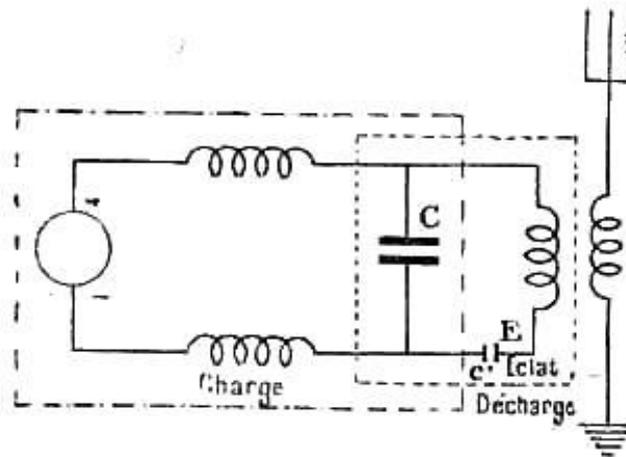


FIG. 97.

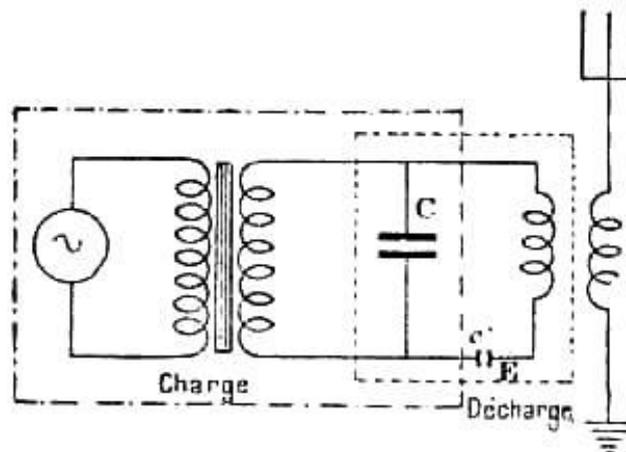


FIG. 98.

considérer que la valeur C. On aura donc un circuit oscillant à la condition que

$$CR^2 < 4L.$$

D'autre part, si $\left(\frac{R}{2L}\right)^2$ est négligeable devant $1/C \times L$, la période du circuit oscillant est :

$$T = 2\pi\sqrt{C \times L}$$

et la fréquence

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C \times L}} = \frac{1}{T}$$

Quand la tension aux bornes du condensateur est suffisante pour qu'une étincelle éclate à l'éclateur, la décharge se produit et elle est oscillante. Sa durée est petite car le décrement $D = \delta T$ est très grand. Si l'on a soin de ventiler la coupure, lorsque l'étincelle disparaît, le potentiel en E est nul et le même cycle de charge et de décharge recommence.

Les oscillations d'une décharge forment un train d'oscillations.

A) *Fréquence des trains d'oscillations.* — Elle est égale au nombre de décharges par seconde, on l'appelle aussi fréquence des étincelles.

Théoriquement, dans le cas de tensions alternatives le nombre N de décharges dépend de la tension U , c'est-à-dire de l'éclateur, de s le coefficient de surtension, c'est-à-dire du circuit de charge, de la tension V_0 de la source. Il n'existe pas de relation simple qui relie dans le cas de la charge alternative N et la fréquence f .

Pratiquement, on a vu que l'on admet

$$N = 2f \text{ ou } N = f \text{ ou } N = \frac{2}{3}f \dots$$

B) *Emission à étincelles rares et émission à étincelles musicales.* — Si N varie de 50 à 100 on a le système à étincelles rares ; si N est supérieur à 300, l'émission est dite à étincelles musicales.

C) *Intensité moyenne et intensité efficace.* — Le courant de décharge a pour amplitude initiale

$$i = \omega CU.$$

Comme le courant ne dure que quelques fractions de seconde, il faut considérer soit l'intensité moyenne, soit l'intensité efficace.

Pour définir l'intensité moyenne remarquons que, pendant une seconde, il se produit N décharges ; toute la quantité d'électricité emmagasinée dans le conducteur passe à chaque décharge dans les conducteurs. L'intensité moyenne sera celle qui correspond au passage pendant une seconde de toutes les charges du condensateur

$$i_{\text{moy}} = NCU.$$

Dans le cas examiné plus haut d'un condensateur de $\frac{25}{10^9}$ porté au potentiel de 20.000 volts, la valeur du courant moyen s'élève à

$$i_{\text{m}} = 1.000 \times \frac{25}{10^9} \times 20.000 = 0,5 \text{ ampère.}$$

L'amplitude initiale vaut :

$$i = \omega CU = \omega \times \frac{25}{10^9} \times 20.000 = \frac{5\omega}{10^4}$$

or $\omega = 2\pi f$ Pour une longueur d'onde de 600 mètres

$$f = \frac{1}{T} = \frac{v}{\lambda} = \frac{3 \times 10^8}{600} = 500.000$$

donc $\omega = \pi \times 10^6$

$$i = \frac{5 \times \pi \times 10^6}{10^4} = 500 \pi = 1.570 \text{ ampères.}$$

On voit la différence entre l'amplitude initiale et l'intensité moyenne.

L'intensité efficace se définit par la dissipation de la chaleur joule

$$RI^2_{\text{eff}} = \frac{1}{2} NCU^2 = P_c$$

$$I = \sqrt{\frac{P_c}{R}}$$

D) *Résistance du circuit oscillant de décharge.* — La résistance du circuit de décharge ne comprend pas seulement la résistance ohmique des con-

nexions et des conducteurs ; il faut y ajouter celles qui correspondent aux pertes d'énergie, de sorte que la valeur totale se divise en cinq parties :

- 1° Résistance correspondante aux pertes Joule dans les conducteurs ;
- 2° Résistance correspondante aux pertes d'énergie dans le diélectrique du condensateur ;
- 3° Résistance correspondante aux pertes d'énergie dans l'éclateur ;
- 4° Résistance correspondante aux pertes d'énergie dans l'étincelle ;
- 5° Résistance correspondante aux pertes d'énergie par courant de Foucault.

Nous allons examiner chacune de ces causes de dissipation d'énergie.

1° *Résistance des conducteurs (Rj)*. — En courant continu, la résistance d'un conducteur est déterminée par la nature du métal, sa longueur, sa section et sa température ; en haute fréquence, cette valeur de la résistance n'est plus admissible.

Quand des courants de fréquence élevée parcourent un conducteur, ils ne pénètrent pas dans toute l'épaisseur du métal ; les parties superficielles induisent dans les parties internes des courants de sens contraire et c'est le résultat de ces actions inverses que l'on observe.

La profondeur de pénétration e du courant est donnée par la formule de Boucherot

$$e = \frac{1}{\sqrt{2\pi\mu c\omega}}$$

dans laquelle μ est la perméabilité magnétique, $c = \frac{1}{\rho}$ est la conductibilité ou l'inverse de la résistivité du métal, ω est la pulsation du courant.

La section qui intéresse le courant n'est donc plus $\frac{\pi d^2}{4}$ comme en courant continu, d étant le diamètre, mais

$$S = \pi (d - e) e$$

et la résistance

$$Rj = \rho \times \frac{l}{S} = \frac{\rho \times l}{\pi (d - e) e}$$

L'expression numérique qu'on obtiendrait en appliquant cette relation serait peu commode ; on est parvenu à une expression plus malléable en faisant intervenir la résistance en courant continu R ; on a

$$Rj = \sqrt{\frac{\pi R \mu l}{T \times 10^9}}$$

Dans cette expression Rj et R sont exprimées en ohms, l en centimètres, T est la période ; on peut la mettre sous une forme plus commode

$$\frac{Rj}{R} = \frac{\pi d}{80} \sqrt{\frac{1}{T}} = \frac{\pi d}{80} \sqrt{f}$$

quand il s'agit de cuivre pour lequel $\mu = 1$, la résistivité étant égale à 1,6 microhms centimètres.

On voit que la résistance en haute fréquence croît proportionnellement au diamètre d et à la racine carrée de la fréquence.

2° *Résistance des condensateurs*. — Dans les condensateurs, il existe des pertes dues aux effluves qui se produisent entre les bords des armatures, aux actions électrolytiques dans la masse hétérogène du diélectrique, à l'hystérésis diélectrique.

3° *Pertes dans l'éclateur.* — L'éclateur s'échauffe, la masse gazeuse qui sépare les électrodes s'échauffe également. A cette élévation de température correspond une perte d'énergie.

4° *Pertes par l'étincelle.* — L'étincelle absorbe de l'énergie et l'on appelle résistance de l'étincelle ce rapport

$$r = \frac{W}{I^2}$$

W étant l'énergie absorbée dans l'étincelle en une seconde par le carré de l'intensité ; la résistance est donc une quantité équivalente à une résistance ohmique, mais elle n'a pas d'existence réelle ; elle augmente avec la résistance ohmique du circuit et avec la self-induction et diminue avec la capacité. Rempe a trouvé que cette résistance passait par un minimum qui se présente pour des longueurs d'étincelle de 3 à 5 millimètres.

5° *Pertes par courant de Foucault.* — Les courants de haute fréquence développent dans les masses métalliques des courants parasites appelés courants de Foucault ; ils se produisent surtout dans les armatures des condensateurs.

E) CONSTITUTION DU CIRCUIT OSCILLANT. (Fig. 97 et 98). — En plus du condensateur commun aux circuits de charge et de décharge, un circuit de décharge comprend : un éclateur, une self d'accord.

Les éclateurs sont fixes ou mobiles.

1° Comme éclateurs fixes on avait au début des sphères en laiton, puis des cylindres en zinc que l'on pouvait faire tourner sur leur axe lorsque deux génératrices étaient usées. Depuis, on a adopté les tores en cuivre rouge disposés en regard l'un de l'autre : l'étincelle éclate dans l'air qui les sépare. Ces éclateurs ont reçu le nom d'éclateurs symétriques.

Parmi les éclateurs dyssymétriques on a employé une pointe et un plateau, un tube et un plateau. Le tube sert à amener de l'air qui ventile l'espace où se produit l'étincelle.

2° Comme éclateurs mobiles, on a adopté le tube plateau, mais le tube se déplace devant le plateau et l'usure est ainsi reportée sur toute la surface du plateau.

On fait usage aussi de l'éclateur tournant (fig. 99) qui peut être synchrone, c'est-à-dire que le nombre de dents est égal au nombre d'alternances de la source et plus rarement de l'éclateur tournant asynchrone, mais alors on n'a plus de note musicale.

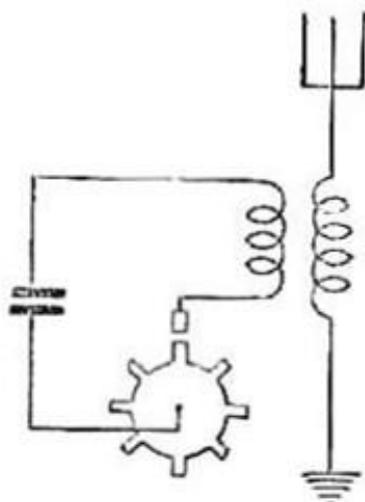


FIG. 99.



FIG. 100

3° On distingue enfin les éclateurs fractionnés dont la résistance est très grande et qui amortissent rapidement le courant. Ils sont très employés sur les postes de bord français.

La résistance engendrée dans le circuit de décharge par l'introduction d'un éclateur fractionné est considérable et l'amortissement qui en résulte est tel que le courant disparaît au bout de quelques oscillations. Les figures donnent une idée de la différence des courants oscillants entre un circuit comprenant un oscillateur ordinaire et un oscillateur fractionné.

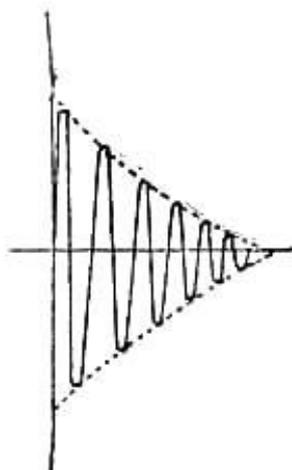


FIG. 101.

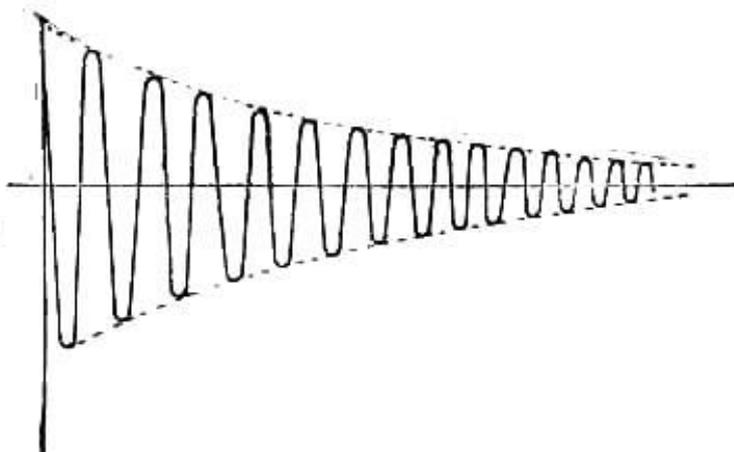


FIG. 102.

Remarque. — Si on exprime la valeur efficace du courant de décharge en fonction de l'amortissement $\frac{R}{2L} = \delta$, on a

$$I_{eff} = \pi CU / \sqrt{\frac{N}{\delta}}$$

$\pi = 3,14$, $f =$ fréquence.

La self d'accord est déterminée par la valeur de l'oscillation que l'on veut obtenir.

Supposons que l'on désire une longueur d'onde de 600 mètres, le condensateur du circuit de décharge étant celui que l'on charge, c'est-à-dire dans les exemples choisis, un condensateur de 25/1.000 de microfarad, on a

$$f = \frac{300.000.000}{600} = 500.000 = 5 \times 10^5.$$

Or, d'autre part

$$= \frac{1}{2\pi\sqrt{CL}}$$

Il suffit de fixer l'égalité entre les deux valeurs de f ,

$$5 \times 10^5 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C \times L}}$$

en élevant au carré, il vient

$$25 \times 10^{10} = \frac{1}{4\pi^2 \times C \times L},$$

d'où l'on tire

$$L = \frac{1}{25 \times 10^{10} \times 4\pi^2 \times C}$$

En remplaçant C par sa valeur $\frac{25}{1.000}$ de microfarad = $\frac{25}{10^3}$ farad, on a

$L = 4$ microhenrys.

En général, la résistance du circuit oscillant est telle que la valeur $\left(\frac{R}{2L}\right)^2$ est négligeable devant $\omega^2 = \frac{1}{CL}$; par suite, la fréquence est bien déterminée par l'expression précédente.

Il nous reste maintenant à transférer l'énergie du circuit oscillant au circuit rayonnant.

CIRCUIT RAYONNANT. — Le circuit rayonnant est communément désigné sous le nom d'antenne. Il comprend de bas en haut :

- 1° Une prise de terre ou un contrepoids ;
- 2° Une self qui sert à le coupler avec le circuit oscillant ;
- 3° L'antenne proprement dite constituée par les fils aériens isolés à un bout et en communication avec la self par l'autre extrémité.

CAPACITÉ ET SELF PROPRES DE L'ANTENNE. — On a vu qu'un fil conducteur peut prendre une charge électrique Q sous une tension V ; il possède alors une capacité C_0 telle que

$$C_0 = \frac{Q}{V}.$$

L'antenne, qui est constituée par un ou plusieurs fils conducteurs, possède donc une capacité appelée *capacité propre* de l'antenne et que nous désignerons par le symbole C_0 .

Admettons que l'antenne soit unifilaire ; la capacité est uniformément répartie de sorte que si C_1 est la valeur par unité de longueur, la valeur totale C_0 a pour expression

$$C_0 = C_1 \times l,$$

l étant la longueur totale du fil.

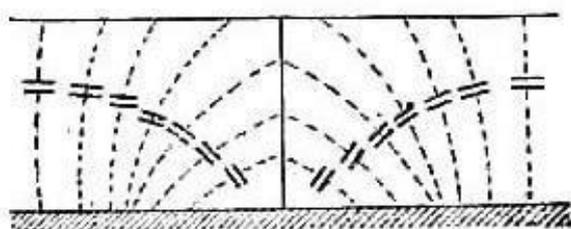


FIG. 103

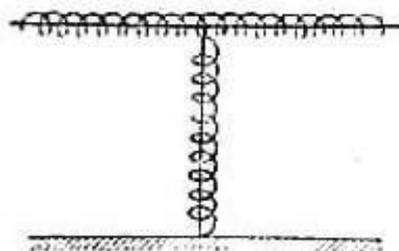


FIG. 104.

De même, les conducteurs, rectilignes ou non, possèdent un coefficient de self-induction ; l'antenne aura elle-même une autoinduction L_0 et, si elle est unifilaire, une self par unité de longueur L_1 ; de sorte que

$$L_0 = L_1 \times l.$$

Il s'ensuit que l'antenne a une *période propre d'oscillation* T , une *fréquence* f et, par conséquent, une *longueur d'onde* déterminée par les valeurs de $C_0 L_0$.

ONDES FONDAMENTALES ET HARMONIQUES. — La circulation de courant dans l'antenne n'est pas uniforme comme dans un circuit fermé, mais la valeur maximum est atteinte lorsque l'on a

$$\omega \sqrt{C_0 L_0} = \frac{n\pi}{2}$$

Dans cette relation, $\omega = 2\pi f = 6,28f$, $\pi = 3,14$, n peut prendre toutes les valeurs impaires, 1, 3, 5, 7... Comme la fréquence est égale à $\frac{v}{2\pi}$.

$f = \frac{n}{4\sqrt{Co \times Lo}}$. Pour $n = 1$, on a la fréquence fondamentale de $1/4\sqrt{CoLo}$.

La longueur d'onde λ a, d'autre part, la valeur

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

u étant la vitesse de la lumière, c'est-à-dire

$$\lambda = \frac{300.000.000}{n/4\sqrt{CoLo}} = \frac{1.200.000.000\sqrt{CoLo}}{n}$$

Co et Lo étant exprimées en farads et en henrys ; si l'on exprime Co et Lo en microfarads et en microhenrys, on a

$$\lambda = \frac{1.200\sqrt{CoLo}}{n}$$

D'autre part, la vitesse u de la lumière est égale à

$$u = \frac{1}{\sqrt{C_1 \times L_1}}$$

C_1 et L_1 étant la capacité et la self par unité de longueur ; on a, en effet, pu démontrer que la vitesse de propagation d'un ébranlement électromagnétique sur un fil est égale à $\frac{1}{\sqrt{C_1 \times L_1}}$; on l'a mesurée et on l'a trouvée

égale à celle de la lumière. D'ailleurs, pour une antenne à un fil de longueur l , $C_1 = \frac{Co}{l}$ $L_1 = \frac{Lo}{l}$ il vient

$$u = \frac{l}{\sqrt{CoLo}}$$

En portant cette valeur dans la relation $\lambda = \frac{l}{u}$, on trouve

$$\lambda = \frac{4l}{n}$$

Si l'on fait $n = 1$, on a $\lambda = 4l$.

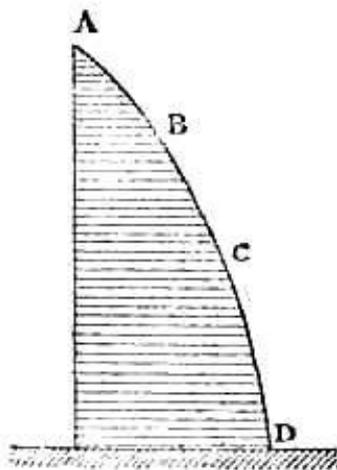


FIG. 105.

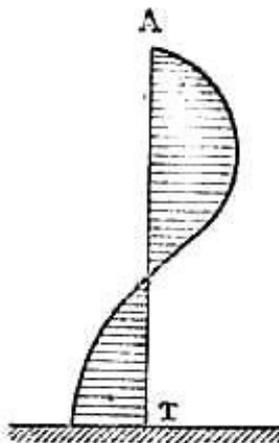


FIG. 106.

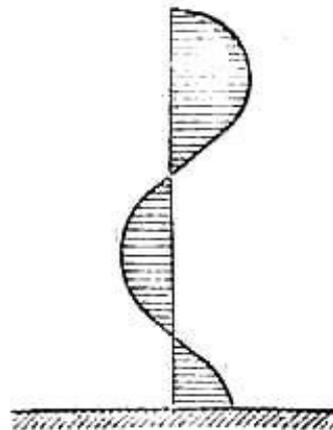


FIG. 107.

Ainsi, la longueur d'onde d'une antenne unifilaire verticale est égale à 4 fois sa longueur géométrique, comme nous l'avons déjà trouvé.

Si donc on excite une antenne unifilaire avec du courant de haute fréquence f telle que $f = \frac{u}{4l}$, il y aura effet de résonance et le courant sera maximum.

Cette valeur du courant varie d'ailleurs de la base au sommet où elle atteint zéro ; si l'on marque sur une droite verticale AT (fig. 105), représentant l'antenne, des points de division équidistants et si en ces points on porte des longueurs proportionnelles aux courants qui y passent, on a la courbe $ABCDT$ en joignant les sommets de ces longueurs.

Mais on peut avoir aussi $n = 3$, ou $n = 5$, ou $n = 7$... Dans ce cas, l'onde est $\frac{4l}{3}$ ou $\frac{4l}{5}$ ou $\frac{4l}{7}$. Ces ondes sont appelées harmoniques de la fondamentale. Le diagramme des courants change alors : pour $n = 3$ par exemple, on a la figure 106 et pour $n = 5$, celui de la figure 107.

Ajoutons une observation importante. Pour un circuit fermé de capacité C_0 et de self L_0 , la fréquence d'oscillation fondamentale est

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_0L_0}}$$

alors qu'avec une antenne

$$f = \frac{1}{4\sqrt{C_0L_0}}$$

Il y aura identité si l'on pose

$$C = \frac{2C_0}{\pi} \quad \text{et} \quad L = \frac{2L_0}{\pi}$$

Les quantités C et L ainsi définies sont appelées capacité et self effectives ou dynamiques de l'antenne.

Ces notions ne définissent pas des quantités bien invariables ; nous ne les donnons que pour mémoire parce que beaucoup de techniciens les emploient.

ANTENNE COMPLEXE. — Il est excessivement rare qu'une antenne travaille sur son onde fondamentale ; elle est généralement excitée sur une onde plus longue ou plus courte.

Or, sa fréquence fondamentale est

$$f = \frac{1}{4\sqrt{C_0L_0}}$$

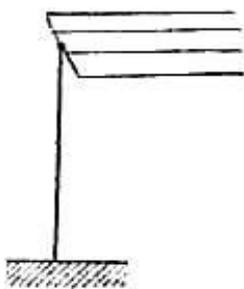


FIG. 108.

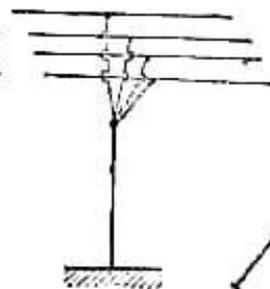


FIG. 109.

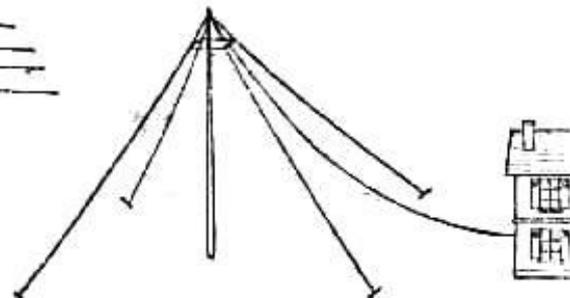


FIG. 110.

Pour allonger la longueur d'onde, c'est-à-dire pour diminuer la fréquence, il suffit d'augmenter soit la capacité, soit la self.

On augmente généralement la capacité d'une antenne unifilaire en plaçant au sommet une nappe horizontale en fils de cuivre isolés à une extrémité et mis par l'autre en communication avec le fil vertical qui prend alors le nom de descente d'antenne. (Fig. 108.) La descente peut être au milieu (antenne en T (fig. 109) ou à une extrémité comme celle de la figure précédente, dénommée antenne en L renversée. On peut la disposer en parapluie, comme celle de la figure 110, ou en prisme renversé. La capacité peut être aussi une sphère, un cylindre placés au sommet.

Mais cette capacité augmentant, la fondamentale augmente on préfère accroître l'onde d'une antenne donnée au moyen d'une self insérée à la base, ainsi que le montre la figure 111, procédé qui est adopté d'ailleurs pour tous les types d'aériens.

Quand on veut raccourcir l'onde, on met un condensateur en série dans l'antenne (fig. 112). Ainsi, la capacité C_0 est en série avec la capacité C qu'on ajoute et la capacité qui en résulte devient plus petite que C_0 . La fréquence est donc augmentée et, par suite, la longueur de l'onde est diminuée. Avec une capacité voisine de zéro, on peut amener l'antenne à osciller sur l'onde $\lambda = 2l$.

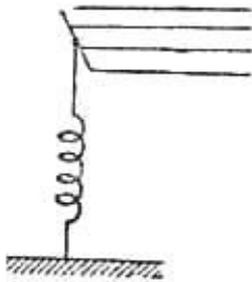


FIG. 111.

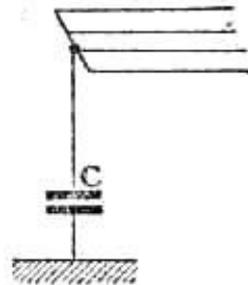


FIG. 112.

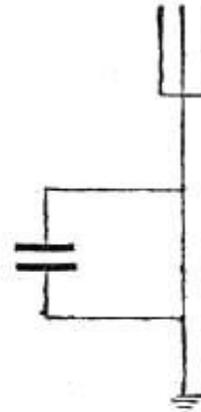


FIG. 113.

On peut augmenter l'onde fondamentale d'une antenne en mettant un condensateur C en parallèle. (Fig. 113). C s'ajoute à C_0 , f diminue, λ augmente.

Toutes ces antennes sont appelées antennes complexes.

CALCUL D'UNE ANTENNE CHARGÉE. — On appelle antenne chargée une antenne à la base de laquelle on a placé une bobine de self L (fig. 111) ou un condensateur en série (fig. 112). Pour simplifier les calculs on considère la capacité effective et la self effective de l'antenne C_a et L_a telles que l'on puisse appliquer la formule des circuits oscillants fermés (1)

$$\lambda = 1.884 \sqrt{C_a \times L_a},$$

C_a et L_a étant exprimés en microfarads et microhenrys.

(1) De l'expression connue $f = \frac{1}{6,28 \sqrt{C \times L}}$ et de la relation $\lambda = \frac{u}{f}$ on tire

$$\lambda = 6,28 \times u \sqrt{C L}$$

dans laquelle $u = 3 \times 10^8$ mètres ou

$$\lambda = 1884 \times 10^6 \sqrt{C \times L}$$

C et L étant exprimés en farads et en henrys; si celles-ci sont exprimées en microfarads et en microhenrys, on a la formule du texte.

La notion de self effective vient de ce fait que la self de l'aérien mesurée en basse fréquence n'est pas identique à celle qui intervient réellement dans la détermination de l'impédance; la capacité varie également de la même manière. Pratiquement on nommera valeurs effectives de la self et de la capacité les valeurs qui satisfont à la relation

$$\lambda = 1.881 \sqrt{CaLa}.$$

et qui sont identiques aux valeurs déduites des expressions données plus haut.

Une antenne d'amateur ou d'aéroplane a en général une capacité de 2 à 5 dix millièmes de microfarads; celle d'un bateau varie de 7 à 15 dix millièmes; pour les grandes stations, elle va de 5 à 15 millièmes.

Pour une antenne comprenant une nappe horizontale de S mètres carrés à une hauteur de h mètres au-dessus du sol, la capacité est donnée par l'expression

$$C = \frac{1}{10^6} \left(40 \sqrt{S} + 9 \frac{S}{h} \right).$$

C étant exprimé en microfarads.

Pour une antenne ayant une longueur l beaucoup plus grande que la largeur b de la nappe horizontale, on a

$$C = \frac{1}{10^6} \left(40 \sqrt{S} + 9 \frac{S}{h} \right) \left(1 + \frac{1}{100} \frac{l}{b} \right).$$

Toutes les longueurs sont exprimées en mètres. Cette formule a été donnée par Austin en 1919.

Ainsi, un aérien constitué par une nappe ayant 50 mètres de longueur, 10 mètres de largeur et située à 10 mètres au-dessus du sol, a une capacité

$$C = \frac{1}{10^6} \left(40 \sqrt{50 \times 1} + 9 \times \frac{50 \times 1}{10} \right) \left(1 + \frac{50}{100} \right).$$

$$\lambda = 0,00049 \text{ microfarad}$$

$$= 5/10000 \text{ de microfarad environ.}$$

Quant à l'inductance, elle n'est pas grande, elle varie entre 10 et 100 microhenrys.

Cela étant, supposons une antenne dont l'onde fondamentale est déterminée par la capacité effective $Ca = 8/10000$ de microfarad et par une self de 50 microhenrys. Quelle est la valeur de la self qu'il faut intercaler à la base pour obtenir l'onde de 600 mètres? On applique la relation

$$\lambda = 1.881 \sqrt{CaLa},$$

qui donne

$$La = \frac{\lambda^2}{1.881^2 Ca} = 88 \text{ microhenrys.}$$

Comme on a déjà 50 microhenrys, il suffit d'ajouter $88 - 50 = 38$ microhenrys.

Remarque. — Nous n'avons pas parlé jusqu'ici de la résistance des antennes; elle est de même nature que celle des circuits oscillants. Mais, à côté de cette résistance, il y a lieu de considérer celle qui correspond aux pertes d'énergie par rayonnement ou radiançe

$$S = 160 \pi^2 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2.$$

Nous nous en occuperons plus loin.

COUPLAGE DE L'ANTENNE AVEC LE CIRCUIT OSCILLANT. — Pour transférer à l'antenne l'énergie du circuit oscillant, on la couple avec ce circuit en Oudin ou en Tesla.

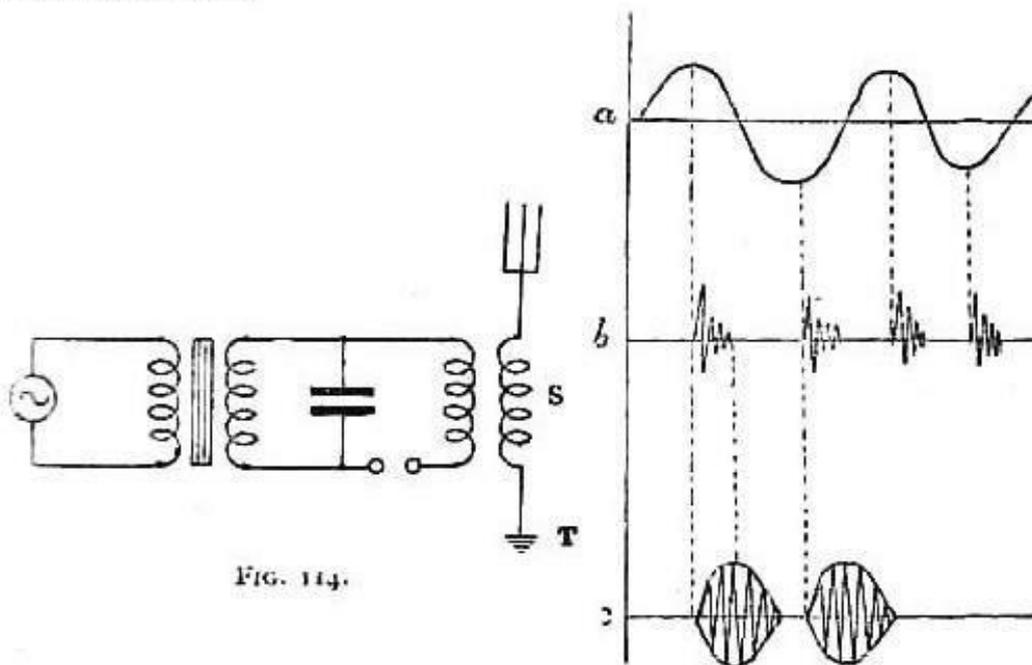


FIG. 114.

FIG. 115.

Les deux circuits étant réglés à la résonance, on a dans l'antenne un courant donné par la relation

$$I_2 = \frac{\omega M E}{R_1 R_2 + \omega^2 M^2}$$

et sa valeur sera maximum lorsque

$$\omega^2 M^2 = R_1 R_2.$$

Elle a pour expression

$$I_2 = \frac{E}{2\sqrt{R_1 R_2}} = \frac{\omega M I_1}{R_2}$$

Dans cette expression, E est la tension efficace aux bornes de la self primaire, c'est-à-dire le voltage aux bornes du condensateur primaire.

L'allure du courant aux bornes du condensateur est représentée par la figure 115 *a*, la valeur du courant de décharge par la ligne *b*, celle du courant d'antenne par la ligne *c*.

Supposons, par exemple, que la résistance du circuit de décharge soit, en tenant compte de toutes les pertes, égale à 2 ohms et que celle du circuit d'antenne ait une valeur de 8 ohms. Avec une tension de 20.000 volts aux bornes du condensateur, on aura le courant maximum de

$$I_2 = \frac{20.000}{2\sqrt{R_1 R_2}} = \frac{20.000}{2 \times 4} = 2.500 \text{ ampères.}$$

C'est une valeur maximum qui s'amortit très rapidement suivant la loi exprimée par le facteur $2,718^{-\frac{R}{L}}$.

Si l'amortissement du circuit oscillant de décharge est très grand, M doit être grand. Quand on emploie l'excitation par choc, il faut donc un couplage

serré, mais alors il ne faut pas oublier que la fréquence fondamentale f du circuit de décharge et de l'antenne devient

$$f' = \frac{f}{\sqrt{1-K}} \quad f'' = \frac{f}{\sqrt{1+K}},$$

K étant le coefficient d'accouplement des deux circuits. Toutefois, il n'est pas nécessaire que les deux circuits aient la même fréquence exactement. C'est la valeur de l'intensité qui doit déterminer la valeur du couplage.

Nous avons appris comment on produit des courants de haute fréquence par la décharge oscillante d'un condensateur et comment on transmet

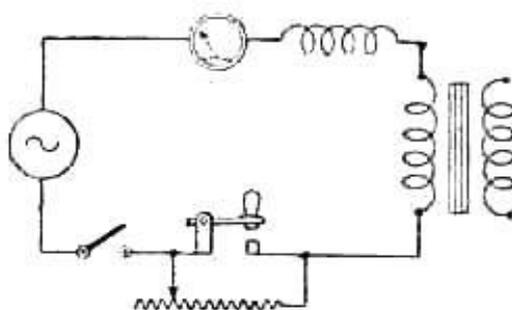


FIG. 116.

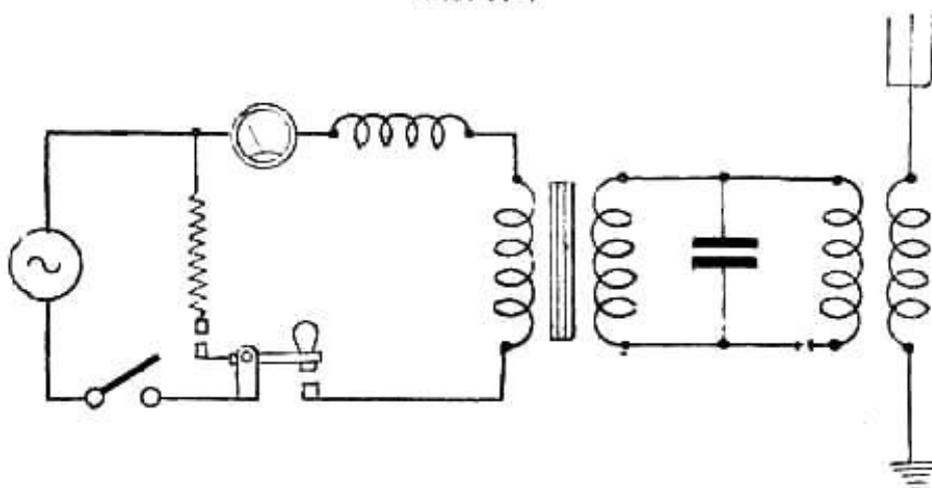


FIG. 117.

l'énergie oscillante à l'antenne. Celle-ci est finalement parcourue par un courant de haute fréquence qui crée à distance un champ électromagnétique.

Il nous reste maintenant à indiquer comment on utilise les ondes amorties : on les emploie uniquement pour les communications radiotélégra-

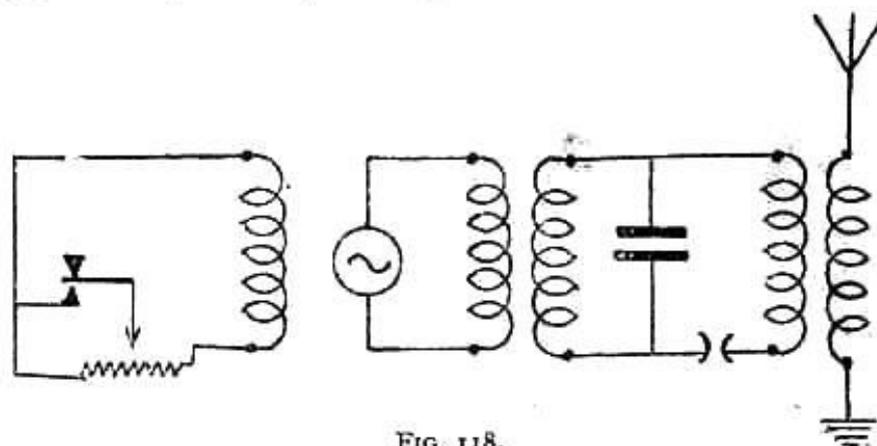


FIG. 118.

phiques. On émet des sons ou des traits courts ou longs suivant le code télégraphique Morse reproduit en annexe à la fin du volume. Pour arriver à cette émission, il suffit de manipuler le courant de basse tension dans les postes alimentés par courant alternatif, et le courant d'excitation dans les postes alimentés par des génératrices à courant continu; d'ailleurs ce procédé peut être adopté aussi pour les courants alternatifs.

Les figures 116 et 117 donnent des procédés de manipulation plus usuels. Pour éviter que la machine ne subisse trop d'à-coups, on la fait débiter pendant les silences, soit sur des résistances de shunt, soit sur des résistances de compensation. La figure 118 donne le procédé de manipulation sur l'excitation.

Le manipulateur ne peut être du type P. T. T. ; celui-ci, en effet, coupe des courants de 15 à 30 milliampères, alors que celui qu'on emploie dans les postes de T. S. F. coupe souvent 10 à 20 ampères dans les installations radio-maritimes et des intensités plus considérables dans les grosses installations. Les contacts sont constitués par de larges plots de cuivre et sont souvent noyés dans du pétrole. On obtient alors des manipulateurs bien lourds qui fatiguent les opérateurs. On emploie pour les fortes puissances des relais qui interrompent le courant entre un contact à mercure et un disque de cuivre. On manipule dans ce cas sur l'excitateur de l'électroaimant.



CHAPITRE III

Génération des courants de haute fréquence par les
alternateurs de haute fréquence.

A. — MACHINE D'ALEXANDERSON.

PRINCIPE. — La machine d'Alexanderson, ingénieur américain, est un alternateur homopolaire à reluctance variable, le nombre des dents du rotor étant égal à celui du stator. Elle a été construite pour diverses puissances, mais il suffit d'étudier l'une d'entre elles pour se rendre compte du fonctionnement de toutes.

ALTERNATEUR DE 200 KILOWATTS. — Le rotor est constitué par une masse circulaire en acier chromé ayant le profil d'un solide d'égale résistance et une très grande résistance à l'arrachement. Des ouvertures radiales sont ménagées à la périphérie, puis remplies avec un métal diamagnétique pour éviter les pertes dues au frottement de l'air. Son diamètre a une valeur de 1 m. 32 et il porte 691 saillies de chaque polarité.

Le stator est formé par un solide de révolution dont la section par un plan diamétral présente à la périphérie une cavité au fond de laquelle on a

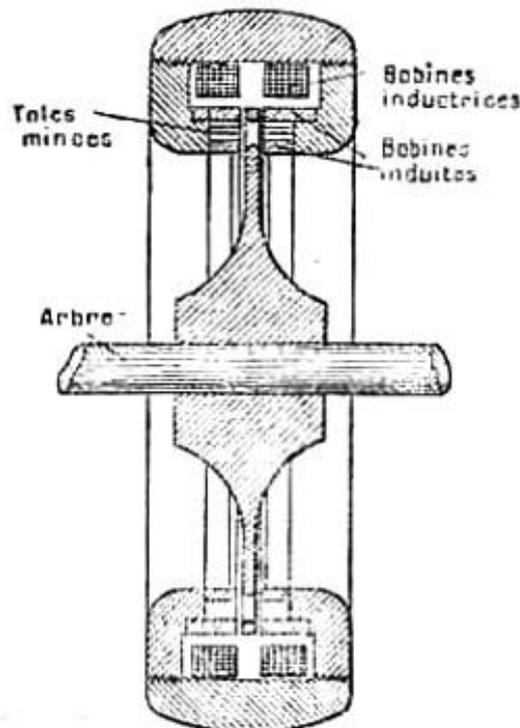


FIG. 119.

placé deux bobines circulaires qui reçoivent le courant d'excitation. Sur les parois qui embrassent le rotor on a placé radialement les bobines induites. Il est composé de trois morceaux de manière à égaliser les entrefers (8 à 9 dixièmes de millimètre) et à éviter les poussées axiales non équilibrées. (Fig. 119.)

FONCTIONNEMENT. — La vitesse de rotation est de 2.170 tours par minute, la vitesse périphérique a pour valeur

$$v = \frac{\pi d \times 2.170}{60} = 150 \text{ mètres par seconde} = 15.000 \frac{\text{cm}}{\text{s}}$$

La force centrifuge par gramme de matière a pour valeur

$$F = \frac{mv^2}{R} = 1 \times \frac{15.000^2}{66 \times 981 \times 1.000} = 3 \text{ kg. 465.}$$

La fréquence est

$$f = 691 \times \frac{2.170}{60} = 25.000.$$

L'induit est refroidi par un courant d'eau et le graissage se fait par circulation d'huile sous pression. Afin de réduire les difficultés d'isolement, il a été divisé en 64 sections séparées qui débitent toutes sur le primaire d'un transformateur.

Remarque. — Pour les petites puissances, la vitesse atteint 20.000 tours par seconde ; la fréquence avec 300 paires de saillies au rotor atteint

$$f = \frac{20.000 \times 300}{60} = 100.000.$$

Nous arrêtons là ces indications sur l'alternateur d'Alexanderson, dont l'emploi est réservé aux stations aux grandes puissances.

B. — MACHINE LATOUR-BÉTHÉNOT.

PRINCIPE. — L'alternateur Latour-Béthénod est également à fer tournant et du type homopolaire.

DESCRIPTION. — Le rotor, de forme presque cylindrique, a sa superficie extérieure dentelée dans le sens longitudinal : une cannelure large et profonde pratiquée au centre de cette surface divise les dents en deux moitiés. Le stator en forme d'U supporte au fond deux bobines qui reçoivent le courant continu d'excitation. Il y a deux groupes de dents : les unes formant des pôles nord, les autres des pôles sud.

Les conducteurs d'utilisation sont du type multiple et placés dans des cannelures pratiquées longitudinalement sur les deux moitiés des faces internes du stator. Les fils sont espacés de 1 pas polaire.

Les dents créées dans la partie fixe donnent lieu à des variations de flux dans le rotor ; il est donc nécessaire de lameller celui-ci dans le sens transversal sur une certaine épaisseur. Les couronnes extérieures sont faites avec des tôles émaillées de 5 à 9 centièmes de millimètre d'épaisseur et fixées au rotor par des encastements en queue d'aronde.

D'autre part, la denture du rotor donnerait lieu à de fortes pertes par ventilation ; on a évité cet inconvénient en renfermant la machine dans une caisse où la pression est maintenue à 1/10 d'atmosphère environ (fig. 120).

FONCTIONNEMENT. — Le rotor d'un poste de 200 kilowatts a 96 centimètres de diamètre et un nombre de dents qui n'est pas égal à celui du stator ; si celui-ci a p dents, le rotor en a $\frac{3p}{4}$. Cette disposition n'a aucune influence sur la fréquence, car la durée d'une période est l'intervalle qui sépare le passage d'une bobine induite devant les axes de deux pôles consécutifs du rotor. La vitesse de rotation est de 3.000 tours-minute ; le nombre de saillies du rotor étant égal à 400, la fréquence a pour valeur

$$f = 400 \times \frac{3.000}{60} = 20.000.$$

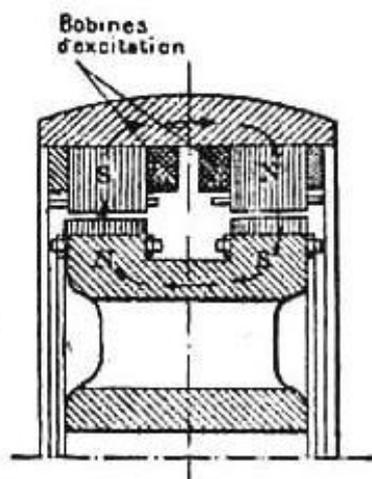


FIG. 120.

La vitesse périphérique est de

$$v = \pi d \times \frac{3.000}{60} = 3,14 \times 0,96 \times 50 = 150 \text{ mètres}$$

par seconde ou 15.000 centimètres ; la force centrifuge par gramme de matière vaut

$$F = \frac{uv^2}{R} = \frac{15.000^2}{48 \times 981 \times 1.000} = 4 \text{ kg } 7.$$

Ce n'est pas une force dangereuse. Le refroidissement se fait par circulation d'huile.

Comme pour l'Alexanderson, nous bornerons là nos indications, en remarquant toutefois que la machine débite sur le primaire d'un transformateur et qu'il y a des types de 25, 50, 250 et 500 kilowatts.

C. — MULTIPLICATEURS DE FRÉQUENCE.

a) Multiplicateurs statiques.

PRINCIPE. — Lorsqu'une f. e. m. sinusoïdale est appliquée à une résistance ohmique, le courant est sinusoïdal ; mais si la résistance est une fonction périodique du courant, celui-ci n'est plus alternatif simple, mais une fonction complexe qui peut être décomposée en une somme de fonctions simples périodiques dont les périodes décroissent en progression arithmétique. Le courant est affecté d'harmoniques. Les multiplicateurs de fréquence favorisent la production de ces harmoniques pour les utiliser après dans la

technique radiotélégraphique. Les meilleurs sont ceux qui utilisent les variations d'inductance dues à des noyaux de fer.

SYSTÈME JOLY-VALLAURI. — Le plus connu est le système Joly-Vallauri appliqué pour doubler et tripler les fréquences.

1° Doubleur de fréquence. — Deux transformateurs T_1 et T_2 (fig. 121)

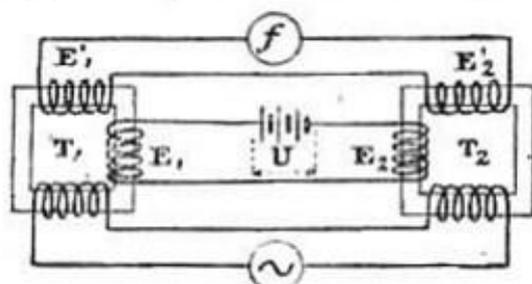


FIG. 121.

portent deux enroulements E_1 et E_2 , parcourus en sens contraires par du courant continu $I = \frac{U}{R}$, U tension de la source, R résistance ohmique des enroulements ; le fer est saturé.

Un alternateur produit une f. e. m. alternative sinusoïdale de fréquence f et un courant de même fréquence parcourt les enroulements E'_1 et E'_2 . La première alternance s'ajoute au courant continu, la seconde se retranche. La première ajoute son effet dans T_1 , et la deuxième le retranche dans T_2 . T_1 est donc soumis à une force électromotrice $U + e$, le second à une force $U - e$, e désignant la f. e. m. du courant sinusoïdal. Comme le fer est saturé, le flux ne change presque pas dans T_1 , mais \mathcal{M} varie beaucoup dans T_2 .

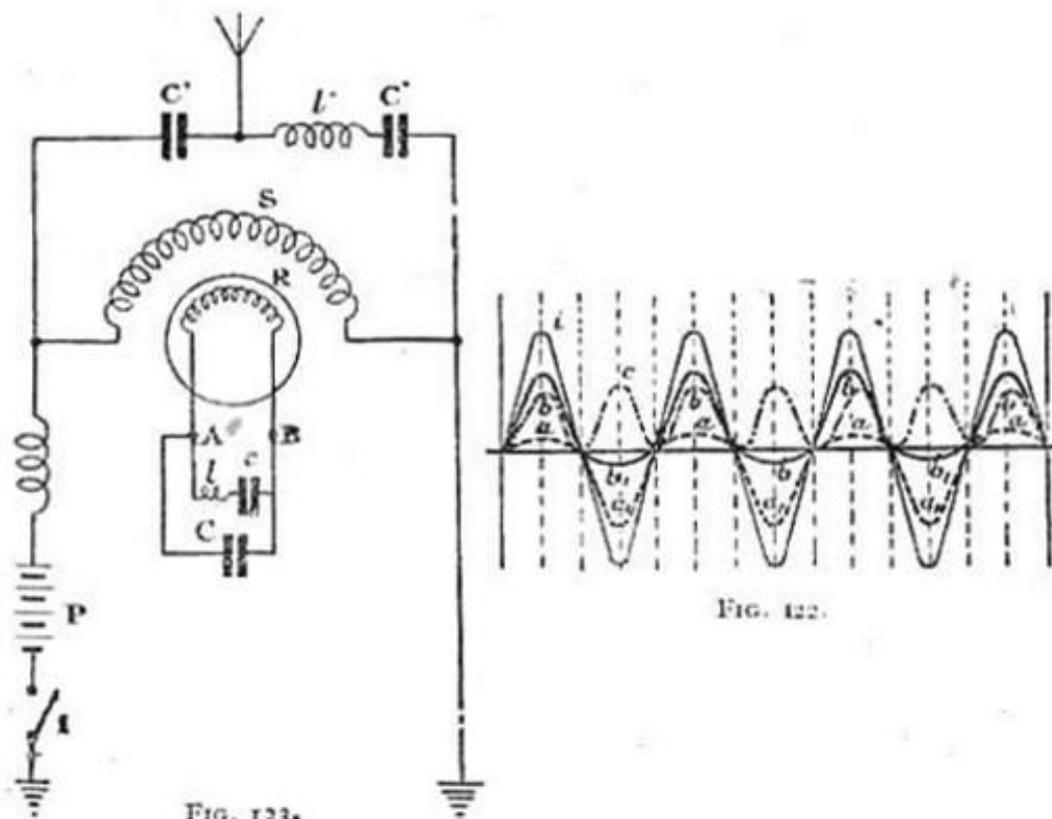


FIG. 123.

Soit I le courant sinusoïdal qui parcourt T_1 ; la variation de flux produite dans T_1 par l'alternance positive est a et par l'alternance négative a_1 . (Fig. 122.) Cet effet se reproduit à chaque période. Dans T_2 se produisent des variations inverses; on a b dans l'alternance positive et b_1 dans l'alternance négative. La variation de flux dans le secondaire est donc $b - a$ avec les alternances impaires et $b_1 - a_1$ avec les alternances paires; comme b_1 et a_1 sont négatives, on a

$$a_1 - b_1 > 0$$

On a ainsi la ligne C qui est une sinusoïde de période $\frac{T}{2}$ ou de fréquence égale à $2f$.

Cette nouvelle fréquence peut être doublée à son tour et donner $4f$, puis $8f$, et ainsi de suite.

2° *Tripleurs de fréquence.* — Ils sont basés sur le même principe. Nous ne nous y arrêtons pas.

b) Multiplicateurs dynamiques.

Le type de ces multiplicateurs est l'alternateur de Goldschmidt qui utilise les phénomènes de réflexion électrique. (Fig. 123.)

Une de ces machines comprend un stator S et un rotor R munis chacun de 384 pôles; la vitesse angulaire est de 3.130 tours par minute, ce qui donne une fréquence égale à

$$\frac{3.130}{60} \times \frac{384}{2} = 10.000 \text{ périodes par seconde;}$$

on aurait, si on utilisait ces courants, des ondes de 30 kilomètres.

Le schéma théorique est représenté par la figure 123. Quand on ferme I, la source à courant continu P débite à travers le stator S; le rotor fournit une fréquence de 10.000; on augmente son amplitude en réglant à la résonance le circuit AcB . Le courant crée à son tour un champ alternatif à distribution sinusoïdale et fixe par rapport au rotor. Il y a création d'un champ h_1 de vitesse nulle par rapport au rotor et création d'un champ h_2 de vitesse double. h_2 produit dans le stator un courant de fréquence $2f = 20.000$ dont on augmente l'amplitude en réglant à la résonance le circuit $f'c$. A son tour, il développe dans le rotor un courant de fréquence $3f$ qu'on rend plus fort en réglant ACB à la résonance. Le courant qui résulte dans le stator a une fréquence $4f$ qu'on utilise directement dans l'antenne.

Théoriquement, on peut augmenter la fréquence indéfiniment, le stator étant parcouru par un courant de fréquence paire et le rotor par un courant de fréquence impaire. Pratiquement, le réglage de la résonance est difficile à partir de $4f$.

Ces alternateurs sont construits pour débiter 100 à 400 kilowatts et sont surtout employés en Allemagne et aux Pays-Bas.



CHAPITRE IV

Génération des courants de haute fréquence
par l'arc électrique.

PRÉLIMINAIRES

GÉNÉRALITÉS. — Deux charbons C et C' d'abord au contact ferment le circuit d'une dynamo D dont la tension est amenée à une valeur donnée, 60 volts par exemple, au moyen du rhéostat r. Un courant passe : la résistance R du contact étant très grande, la chaleur dégagée par effet Joule

$$Q = \frac{R I^2 t}{4,18} \text{ calories}$$

rougit le point de contact : si à ce moment on écarte les charbons, une flamme excessivement brillante jaillit entre les pointes : c'est l'arc électrique. (Fig. 124.)

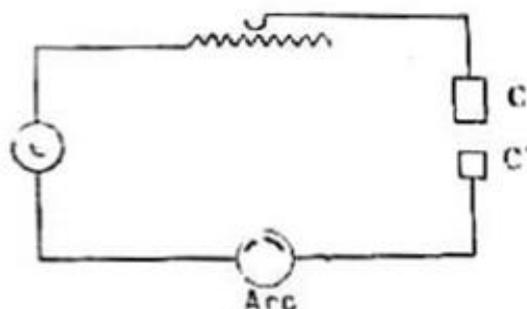


FIG. 124.

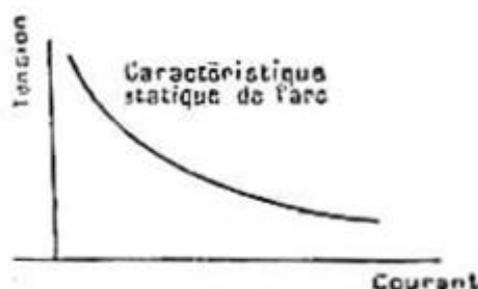


FIG. 125.

Lorsque l'arc est stable et silencieux, la relation qui lie le courant à la tension n'est pas la loi d'Ohm. On trouve

$$V = a + bl + \frac{c + dl}{I}$$

V étant la tension, l la longueur de l'arc, I le courant, a, b, c, d des constantes. Pour les contacts en charbon,

$$a = 38,88 \quad b = 2,07 \quad c = 11,66 \quad d = 10,54$$

Pour les contacts en cuivre charbon,

$$a = 21,38, \quad b = 3,03 \quad c = 10,69 \quad d = 15,24$$

Par conséquent, si le courant augmente, la tension diminue ; si I croît, la tension décroît.

CARACTÉRISTIQUE STATIQUE DE L'ARC. — On peut donner une représentation graphique de ces variations au moyen de deux droites rectangulaires OI et OV ; sur OI , qui est horizontale, on porte des longueurs proportionnelles aux valeurs du courant ; des longueurs proportionnelles aux tensions sont portées parallèlement à OV pour chaque valeur de I considérée. La courbe obtenue est la *caractéristique statique de l'arc*. (Fig. 125.)

CARACTÉRISTIQUE DYNAMIQUE. — Faisons croître I d'une manière continue de la valeur OI_1 à la valeur OI_2 ; la courbe qui représente les variations de V aux bornes de l'arc est C_1 . Faisons décroître I de OI_2 à OI_1 , les valeurs de la tension aux bornes de l'arc ne sont plus les mêmes ; elles sont données par la courbe C_2 . L'ensemble des courbes C_1, C_2 est appelé la *caractéristique dynamique de l'arc*. (Fig. 126.)

FONCTIONNEMENT. — On explique le fonctionnement de l'arc en admettant qu'à la température obtenue, la cathode émet des électrons en abondance ; ceux-ci ionisent l'air interposé entre les deux charbons. Les ions positifs bombardent la cathode et l'échauffent, les ions négatifs sont dissociés, bombardent l'anode par leurs électrons qui s'y absorbent et l'échauffent encore plus.

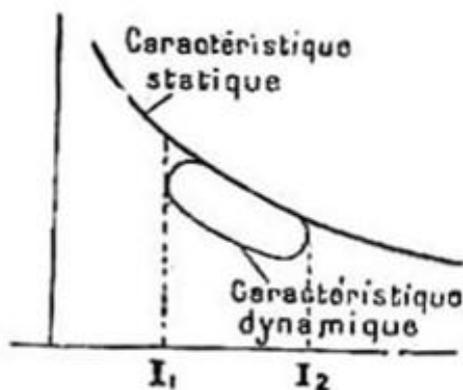


FIG. 126.

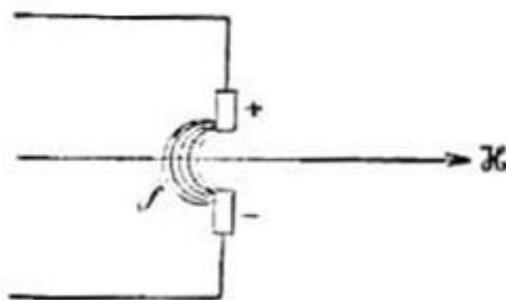


FIG. 127.

C'est l'émission de ces électrons qui rend si brillant le charbon négatif.

Quand le courant augmente, les électrons se dégagent plus nombreux, l'ionisation de l'air est plus rapide, les ions et les électrons ne peuvent être absorbés par les électrodes, et leur accumulation en ces points y produit une baisse de tension. L'inverse se produit quand le courant diminue.

ACTION D'UN CHAMP MAGNÉTIQUE SUR L'ARC. — Un champ magnétique agit sur l'arc comme sur un conducteur électrique traversé par un courant et soumis à son action. La force qui s'exerce sur cet arc est égale à

$$f = \frac{H I l}{9.810} \text{ grammes.}$$

H est le champ, I l'intensité, l la longueur de l'arc. La direction de la force se déduit de la règle d'Ampère ou par la règle de Fleming. Le pouce, l'index et le médus de la main droite étant orientés suivant trois droites, chacune d'elles étant perpendiculaire au plan des deux autres, le pouce donne la direction du champ H , l'index celle de la force, le médus celle du courant.

L'effet de cette force est de déformer, d'allonger, de rompre l'arc. C'est ce qu'on appelle le soufflage magnétique. (Fig. 127.)

ARCS SIFFLANTS. — Lorsqu'on augmente le courant I , l'arc devient instable à partir d'une valeur, $I_1 = 0I_1$, du courant. Si I croît encore, l'instabilité cesse pour une valeur $I_2 = 0I_2$, et la caractéristique statique

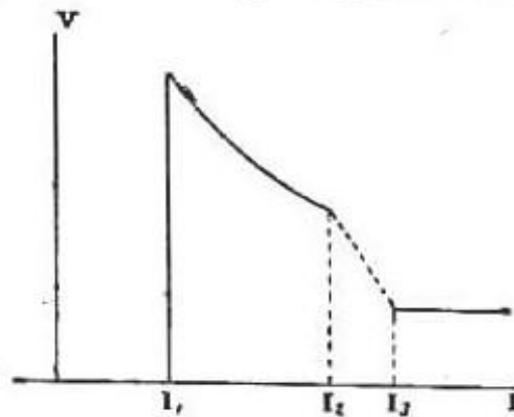


FIG. 128.

devient horizontale. L'arc siffle, le cratère de l'anode s'élargit, le charbon vaporisé ne peut plus empêcher l'air d'atteindre les électrodes qui brûlent avec une flamme verte. (Fig. 128.)

ARC CHANTANT DE DUDELL

CONSTITUTION DE L'ARC CHANTANT. — Duddell, savant anglais, brancha aux bornes de l'arc une self et une capacité variable en série, comme le montre la figure 129.

PHÉNOMÈNE DE L'ARC CHANTANT. — Par un réglage convenable du condensateur, l'arc rend un son musical très pur. Dès qu'un régime stable est établi, on peut étudier le courant dans l'arc et dans la dérivation. (Fig. 130 et 131.)

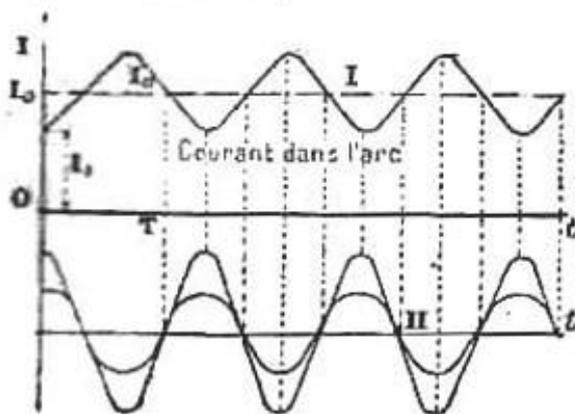


FIG. 130-131.

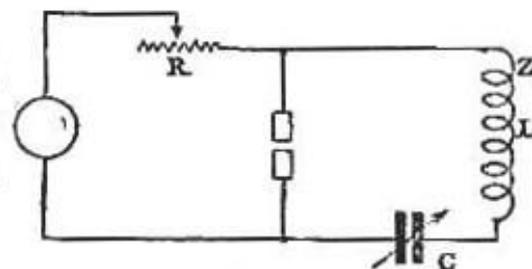


FIG. 129.

Dans l'arc, il présente la forme d'un courant ondulé dont les amplitudes sont assez grandes. On peut donc le représenter par la relation

$$I = I_1 + I_0 \sin \omega t$$

Dans la dérivation on obtient un courant sinusoïdal pur de même période que celui de l'arc, mais il est décalé de 180° par rapport au premier. Ils sont donc en opposition. Lorsque le courant augmente dans l'arc, il diminue dans la dérivation et inversement. D'ailleurs, les courants alter-

natifs produits ont une amplitude constante ; par suite, les oscillations sont entretenues.

L'entretien s'explique facilement : au début le condensateur C se charge et absorbe du courant ; celui de l'arc diminue et le voltage aux bornes augmente. L'augmentation de V accélère la charge de C. S'il n'y avait pas de self, l'équilibre s'établirait, mais celle-ci rend le circuit oscillant de sorte que la tension aux bornes de C finit par dépasser V. Alors le condensateur se décharge et le phénomène se reproduit en sens inverse. Pour que des oscillations aient lieu, il faut que l'on ait L petit et C grand, de l'ordre du microfarad. La période des oscillations est

$$T = 2\pi \sqrt{C \times L}$$

et sa fréquence

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{C \times L}}$$

STABILITÉ DE L'ARC. — On démontre que l'intensité est maximum et que les oscillations sont stables lorsque le rapport entre la d. d. p. aux bornes de l'arc et l'intensité qui le parcourt est égal à l'impédance de la dérivation. Celle-ci réglée à la résonance a une impédance qui se réduit à la résistance ohmique. Il résulte que l'on a intérêt à avoir une caractéristique très plongeante, ce qui a lieu quand r est le plus grand possible. (Fig. 132.)

Remarque. — Un arc peut engendrer trois genres d'oscillations :

1° Les oscillations qui prennent naissance dans la partie extrême de la caractéristique dans la région des courants les plus élevés. Le courant dans l'arc varie entre

$$I_0 - i_0 \text{ et } I_0 + i_0$$

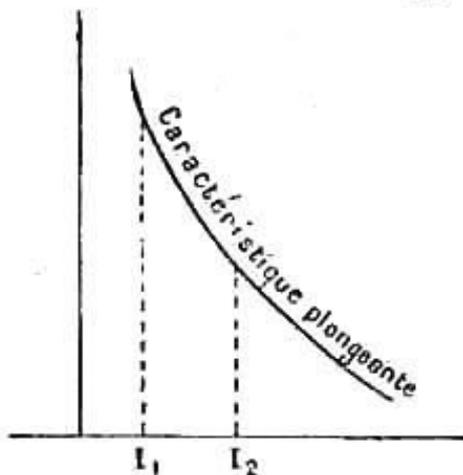


FIG. 132.

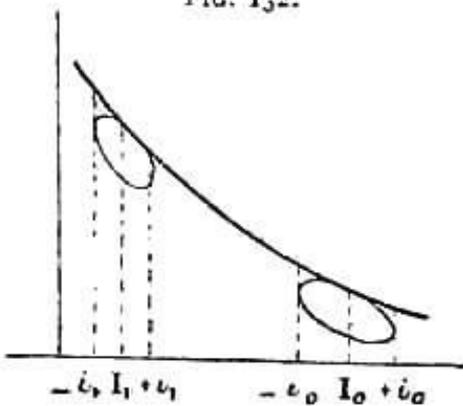
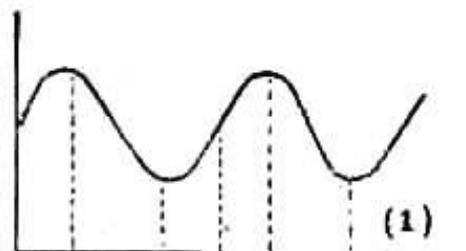
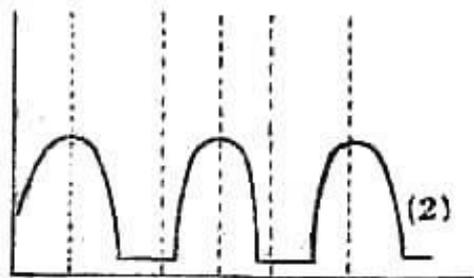


FIG. 133.



(1)



T₁ T₂

FIG. 134.

mais leur amplitude est faible ; c'est à elles que s'appliquent les considérations précédentes. (Fig. 133.)

2° Les oscillations qui se produisent dans la région des courants faibles. Le courant varie entre

$$I_1 - i_1 \text{ et } I_1 + i_1$$

L'arc s'éteint pendant un temps très court T_1 et le courant dans la dérivation n'est plus sinusoïdal. Au lieu de la forme (1) on a la forme (2). Il y a de nombreux harmoniques. (Fig. 131.)

3° Si la période d'extinction est très grande, la d. d. p. aux bornes de l'arc croît et l'arc peut se rallumer en sens contraire, l'intensité s'amortit.

Les oscillations utilisées en radiotélégraphie sont celles du second genre. Si la durée d'extinction T_1 est très courte, tout le courant continu I_c est transformé en alternatif qui a alors pour valeur efficace

$$I_{eff} = \frac{I_c}{\sqrt{2}}$$

ARC POULSEN

IMPOSSIBILITÉ D'UTILISER L'ARC DUDDALL POUR LA HAUTE FRÉQUENCE. — En radiotélégraphie, il faut une fréquence

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C \times L}}$$

Or, f est très grand ; comme L est très petit, il faut diminuer C ; mais si on dépasse une certaine limite, il n'y a plus d'oscillations assez amples.

ARC POULSEN. — Le savant danois Poulsen arriva à obtenir des fréquences élevées en faisant jaillir l'arc dans une atmosphère d'hydrogène et de carbure d'hydrogène. La caractéristique statique est alors très plongeante

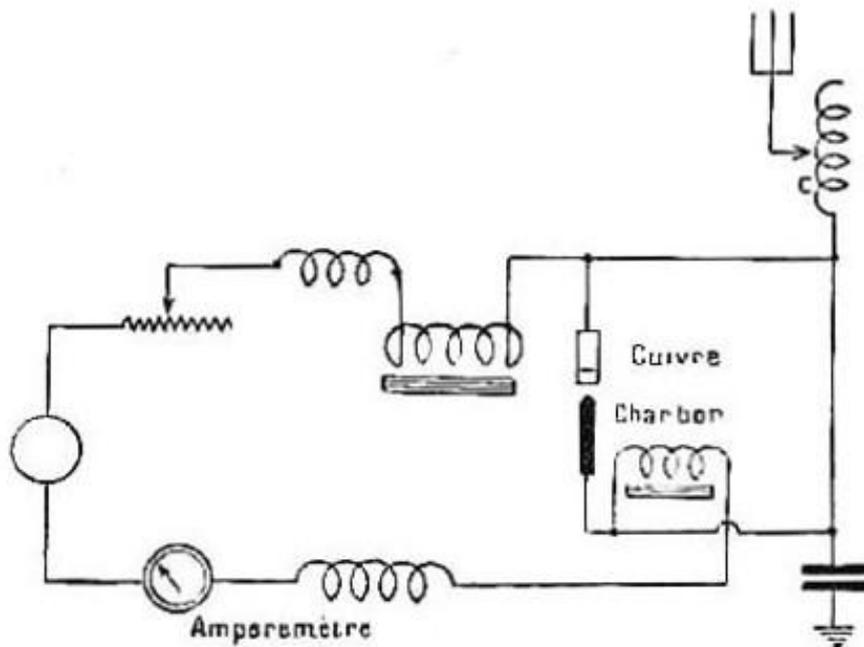


FIG. 135.

et de faibles variations de courant produisent de très fortes variations de tension. On peut alors diminuer la capacité dans de larges limites, mais il faut que $\frac{L}{C} > 10.000$.

FONCTIONNEMENT. — Comme les variations de courant sont assez faibles, il faut, pour obtenir de fortes puissances, de gros voltages ; mais alors l'arc risque de rester trop stable. Pour atténuer ce défaut, on refroidit

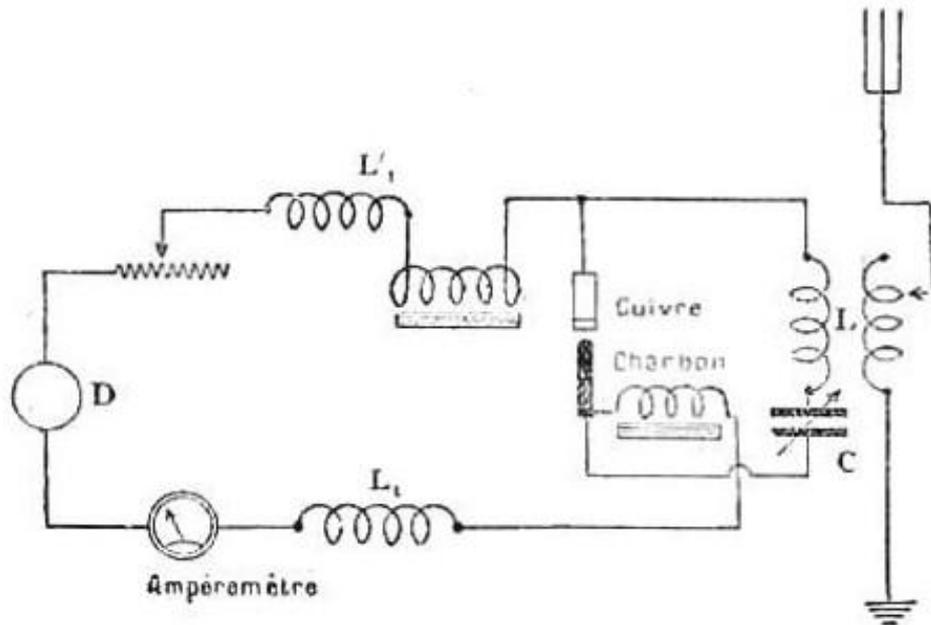


FIG. 136.

les électrodes et on souffle l'arc au moyen d'un champ magnétique que produit le courant de l'arc lui-même. Une des électrodes, l'anode, est en cuivre rouge. Le schéma est donné par la figure où les selfs L_1 et L_2 protègent la dynamo contre le retour des courants de haute fréquence.

Quand on veut émettre, la dérivation est habituellement constituée par l'antenne (fig. 135), mais on peut tout aussi bien coupler magnétiquement le circuit LC avec une antenne, comme le montre la figure 136.

CHAPITRE V

Génération des Courants de haute fréquence par les tubes à vide.

I. — GÉNÉRALITÉS

Phénomènes physiques qui se passent dans les tubes à vide

EFFET EDISON. — En 1883, l'inventeur américain bien connu fit l'expérience suivante :

Entre les deux branches du filament de carbone d'une lampe à incandescence, il place une plaque métallique P et il applique aux extrémités A et B du filament une d. d. continue de 110 volts ; le filament est porté à l'incandescence. La plaque étant bien placée au milieu des deux branches du filament est réunie au pôle + 110 du filament à travers un galvanomètre. Bien que le circuit soit ouvert entre F et P, le galvanomètre dévie et indique le passage d'un courant.

Longtemps ce phénomène est resté inexplicable et ce n'est que par la théorie électronique de la matière qu'on a pu se rendre compte de ce fait, le régler et l'utiliser.

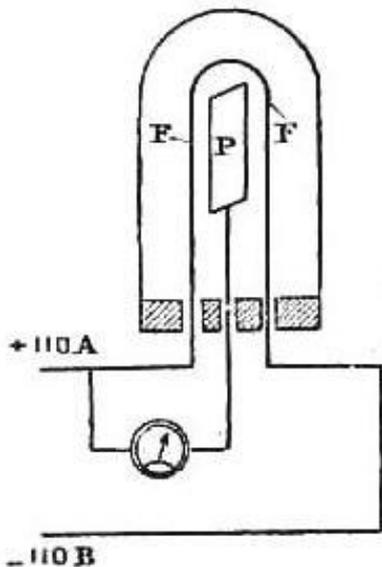


FIG. 137.

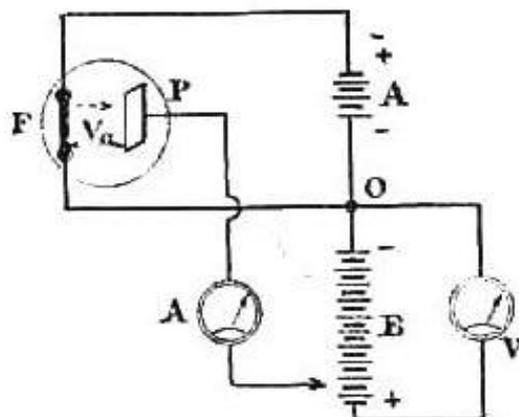


FIG. 138.

On admet, comme nous l'avons déjà indiqué, que les atomes d'un corps renferment un reste positif, le *proton*, et des particules d'électricité négative nommées *électrons*. Les électrons gravitent autour de l'atome et ne peuvent

s'en éloigner si leur vitesse n'atteint pas une certaine valeur. Pour le ramener à cette vitesse il suffit de leur appliquer un champ électrique suffisamment élevé.

On a repris et étudié d'une manière complète l'effet Edison et nous allons signaler les résultats de cette étude.

TUBE A VIDE. — On a dénommé *tube à vide* un récipient de forme quelconque, généralement sphérique ou cylindrique, dans lequel on a placé un filament qu'on peut porter à l'incandescence et où l'on fait le vide le plus complet qui se puisse réaliser actuellement, c'est-à-dire qu'on a obtenu des pressions de l'ordre du millième de millimètre.

KÉNOTRON. — Le kénotron est un tube à vide dans lequel on a placé une plaque métallique ordinairement cylindrique autour du filament. On le représente généralement par le schéma de la figure 138.

PHÉNOMÈNES QUI SE PRODUISENT DANS LE KÉNOTRON. — Considérons un kénotron dont le filament F est porté à l'incandescence au moyen d'un courant continu I_f qu'engendre une batterie A de tension V_f .

Appliquons à la plaque P de ce kénotron une tension V_p fournie par une batterie B .

Sous l'influence du courant de chauffage I_f , les électrons qui constituent les atomes du filament acquièrent, par la chaleur, une agitation dont la vitesse est assez grande pour leur permettre de quitter le métal. Le champ électrique créé par la tension V_p dans le vide de l'ampoule agit sur ces électrons qui se dirigent vers la plaque avec une vitesse

$$v = \sqrt{\frac{2eV_p}{m}} \times 10^7$$

expression dans laquelle v désigne des cm, V_p la tension plaque en volts, e la charge de l'électron et m sa masse. Or, $\frac{e}{m} = 1,8 \times 10^8$. Avec une tension de 100 volts à la plaque, par exemple, on a

$$v = \sqrt{2 \times 10^7 \times 100 \times 1,8 \times 10^8} = 6 \times 10^8 \text{ cm}$$

$$\lambda = 6.000 \text{ kilomètres.}$$

On voit combien la vitesse de l'électron dans le tube est grande, puis qu'elle atteint la valeur de 6.000 kilomètres par seconde.

Les électrons arrivent sur la plaque dont ils neutralisent une partie de la charge; mais la source B rétablit le potentiel primitif et un courant se manifeste dans le galvanomètre. Cette action étant continue, un courant constant circule dans le circuit de la plaque.

Si, au lieu d'une tension positive, on applique à la plaque une tension négative, les électrons sont repoussés par la plaque, refoulés vers le filament, et aucun courant ne passe.

Faisons varier la tension de plaque V_p et maintenons constant le courant de chauffage I_f ; on peut constater que le courant de plaque I_p croît depuis une valeur nulle pour $V_p = 0$ jusqu'à une valeur maximum I_{ps} appelée courant de saturation. A partir de la tension V_{ps} qui donne I_{ps} , on a beau augmenter la tension plaque, le courant demeure stationnaire.

Représentons graphiquement ce fait. Traçons deux axes rectangulaires OV_p et OI_a . Sur OV_p , prenons des longueurs proportionnelles à la tension de plaque; aux points de divisions ainsi obtenus menons parallèlement à OI_a des longueurs proportionnelles aux courants. Joignons les extrémités de ces longueurs par une ligne continue; on obtient une courbe qui est la caractéristique du courant de plaque pour le chauffage

considéré. Dans cette façon de procéder, le point O, de potentiel nul, correspond au potentiel de l'extrémité négative du filament. (Fig. 139.)

Le courant de saturation étant atteint, cela signifie que tous les électrons du filament arrivent sur la plaque.

Faisons maintenant croître le chauffage du filament par des courants I_f, I_f, \dots etc. Faisons à nouveau varier les tensions de plaque V_p , les valeurs du courant de saturation changent pour chaque tension. Il y a donc émission d'une plus grande quantité d'électrons : le flux électronique est plus nourri. (Fig. 140.)

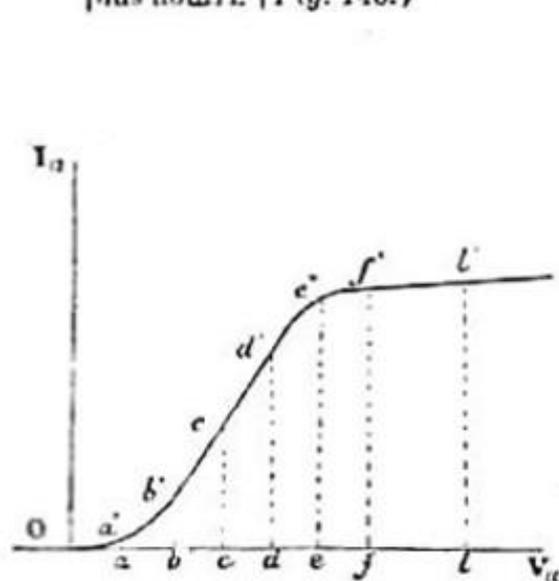


FIG. 139.

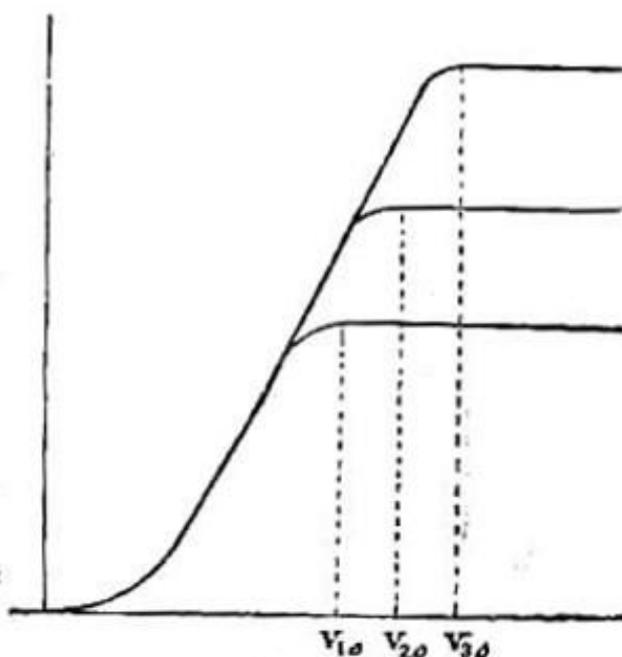


FIG. 140.

Remarque. — Pourquoi le courant n'atteint-il pas sa valeur de saturation dès qu'on applique une tension positive à la plaque ? Cela tient à ce que les électrons libérés par le filament ne vont pas instantanément sur la plaque ; ils restent pendant un temps sensible dans l'espace vide entre le filament et la plaque et repoussent les électrons qui veulent sortir. Or, la vitesse initiale des électrons est faible, le temps qui s'écoule dans le parcours filament-plaque est grand et l'action répulsive a un effet très intense. Si on augmente V_p , la vitesse v devient plus forte, la durée du parcours plus faible et, à un moment donné, les électrons sont sur la plaque dès qu'ils quittent le filament. C'est l'instant de la saturation.

LAMPE A TROIS ÉLECTRODES. — Intercalons maintenant entre le filament et la plaque ou anode une grille constituée par un fil enroulé en hélice autour du filament, soit par une maille métallique. La lampe se représente schématiquement par la figure 141.

Étudions l'influence de ce nouvel organe sur les phénomènes déjà mentionnés. Désignons toujours par V_p la tension plaque, I_p le courant plaque, V_f et I_f la tension et le courant de chauffage, puis par U_g et I_g la tension et le courant de grille.

Considérons une grille à mailles larges et réalisons les connexions indiquées par la figure 142. Adoptons un chauffage I_f , faisons varier U_g entre deux limites — U_g et $+U_g$. Quand on donne à la grille une tension négative $-U_g$, — 20 volts par exemple, on constate que le courant de plaque est nul pour les tensions inférieures à 200 volts et, pour cette tension, le courant croît quand le voltage de la grille passe de — 20 volts à + 12 volts. Avec 150 volts, à la plaque, le courant plaque est nul pour $U_g = -15$ volts,

il croît ensuite de 0 à sa valeur de saturation pour $U_g = 20$ volts. Avec 100 volts, $I_p = 0$ pour $U_g = -10$ volts, il croît et atteint le maximum pour $U_g = 28$ volts. Avec d'autres tensions on aurait des valeurs analogues.

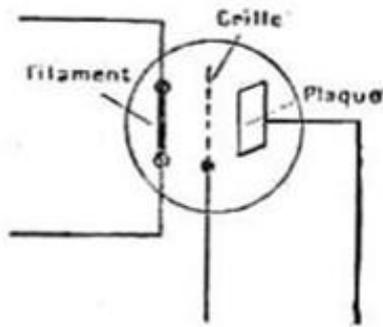


FIG. 141.

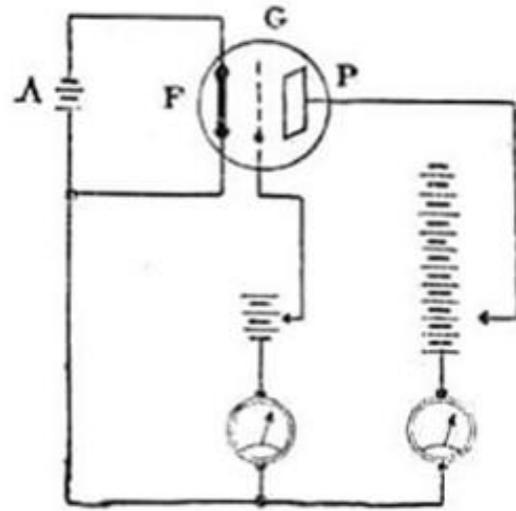


FIG. 142.

La figure 143 donne les caractéristiques du courant de plaque I_p pour les trois tensions de 60, 80 et 100 volts appliquées à la plaque d'une lampe ordinaire de réception.

On constate, d'une manière générale, que l'augmentation de la tension plaque ne change pas la valeur du courant de saturation, ce qui est évident d'après ce que nous savons ; mais l'effet est de déplacer la caractéristique vers la gauche. Le courant naît plus tôt et se sature plus tôt.

VALEUR DU COURANT. — Langmuir a donné la valeur du courant

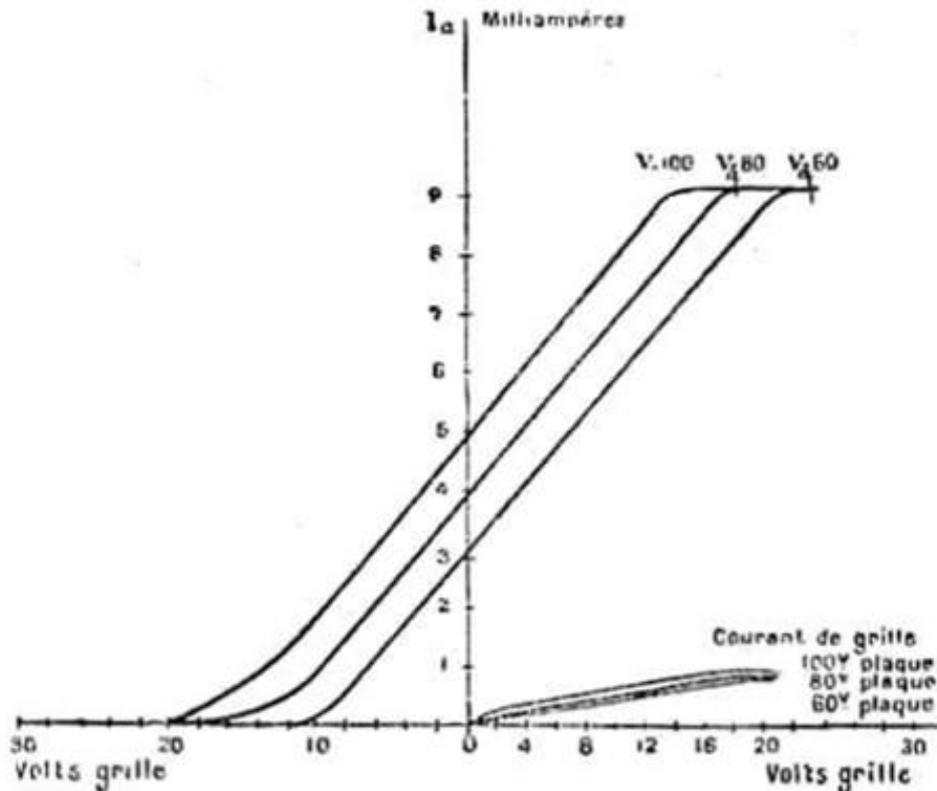


FIG. 143.

plaque en fonction des tensions de plaque et de grille pour un chauffage déterminé. On a

$$Ip = A (Vp + KUg)^{3/2}.$$

Cette expression est un peu compliquée et nous en donnerons une autre plus approchée et plus simple. On voit, sur la figure, que dans une portion assez grande la caractéristique est rectiligne et l'on peut écrire

$$Ip = A (KUg + Vp).$$

K est le facteur d'amplification en volts, A est la conductance du tube, c'est-à-dire l'inverse de la résistance ρ du tube pour l'espace filament plaque, de sorte que l'on peut écrire

$$\rho Ip = KUg + Vp.$$

Si l'on applique cette expression aux droites de la figure, on trouve $\rho = 25.000$ ohms, $K = 10$. Un potentiel de 1 volt appliqué à la grille produit pour le courant plaque le même effet que 10 volts appliqués à la plaque.

Il existe aussi un courant grille (fig. 143), mais nous le négligerons en première approximation.

PENTE DE LA CARACTÉRISTIQUE. — On désigne sous le nom de pente de la caractéristique le rapport

$$p = \frac{Ip}{Ug}$$

qui donne, pour une variation de 1 volt à la grille, la variation du courant plaque.

Dans la relation

$$\rho Ip = K Ug + Vp$$

qui exprime la valeur du courant en fonction des tensions continues Ug et Vp, lesquelles sont constantes, supposons que la tension Ug devienne Ug + ug, ug étant une tension alternative de haute fréquence, le courant devient Ip + ip et l'on a

$$\rho (Ip + ip) = K (Ug + ug) + Vp.$$

En retranchant la relation précédente de celle-ci on a

$$\rho ip = Kug$$

d'où

$$\frac{ip}{ug} = \frac{K}{\rho}$$

Ainsi en fonctionnement dynamique la pente est égale au rapport du coefficient d'amplification, à la résistance interne. C'est cette valeur qu'il faut toujours considérer et c'est en somme elle qui mesure l'efficacité d'une lampe.

PRINCIPAUX TYPES DE LAMPES. — On peut considérer les lampes et les classer d'après des points de vue divers.

D'APRÈS LA NATURE DU FILAMENT. — a) *Filament au tungstène.* — Le tungstène était utilisé depuis longtemps pour la construction des lampes d'éclairage et c'est lui qu'on a employé dès le début pour les lampes de la télégraphie militaire française dont l'usage a été si répandu pendant la guerre et jusqu'en 1924.

b) *Filament thorié.* — Le tungstène exige une forte énergie de chauffe pour le dégagement des électrons ; on lui a substitué du tungstène recouvert de thorium, celui-ci étant au moins égal à 2 % de celui-là ; à température égale, le filament thorié donne une émission électronique beaucoup

plus forte que le filament au tungstène ; pour la même émission électronique on a donc besoin d'une énergie moindre, et en fait, alors que les premières lampes au tungstène demandaient pour la réception 0,7-A sous 4 volts, le filament thorié n'exige plus que 0,06 A sous 4 volts, soit 11 fois moins d'énergie.

Au fur et à mesure que la lampe travaille, surtout si sa température dépasse 1.500 degrés, les atomes de thorium s'évaporent et la lampe perd ses qualités. Pour les lui restituer il suffit de supprimer la tension anodique, puis de porter le filament à une tension de 10 volts pendant 10 secondes et ensuite à une tension de 4,5 volts pendant 10 minutes. Cette régénération ne peut toutefois se répéter.

c) Filament à oxyde. — L'âme du filament est formée d'un fil en alliage de platine et de nickel replié sur lui-même ; sur cette âme on applique un mélange d'oxyde de baryum et de strontium dans la paraffine que l'on laisse sécher ; on répète 15 fois cette opération et l'on obtient alors un poids d'oxyde de 1 à 2 milligrammes d'oxyde par centimètre carré de superficie.

Les filaments à oxyde sont très riches en électrons ; pour une émission électronique égale à celle des filaments précédemment examinés, il suffit d'une température très basse, et la lampe n'éclaire pas. Cette conséquence est une cause de durée pour les lampes.

En résumé, *a)* le tungstène pur demande une température de 2.200 degrés et un courant fort (0,7 A sous 4 volts (durée 700 heures) à la réception) ;

b) le tungstène thorié se contente de 1.500 degrés et, à la réception, de 0,06 A. sous 4 volts (1.000 à 1.200 heures) et peut être régénéré une fois ;

c) le filament au baryum demande 1.100 degrés 0,06 A. sous 4 volts et dure 3.000 à 5.000 heures.

Par suite, ce dernier type constitue un véritable progrès.

D'APRÈS L'USAGE. — Les lampes peuvent servir à l'émission aussi bien qu'à la réception ; les premières absorbent une énergie de chauffage très élevée, les secondes en absorbent moins.

d) A l'émission. — Les tubes employés sont établis pour des voltages variant de 300 à 10.000 volts ; la puissance varie naturellement suivant la valeur du courant plaque-filament, mais il existe des types qui peuvent donner jusqu'à 10 kilowatts et même davantage ; dans ce cas le filament a de larges dimensions et peut absorber plusieurs ampères sous 20 volts. Il s'y produit un grand dégagement de chaleur et pour empêcher les matériaux d'atteindre des températures trop élevées qui risqueraient de les détériorer, il est indispensable de prévoir une circulation d'eau pour les refroidir, comme on le fait pour beaucoup de moteurs, notamment les moteurs d'automobiles.

e) A la réception. — On distingue les lampes pour la détection, celles qui servent à l'amplification en haute fréquence et celles qui servent en basse fréquence. Elles sont formées généralement de filaments minces, la tension-plaque varie de 20 à 300 volts et la puissance mise en jeu varie de quelques fractions de watt à une dizaine de watts.

On trouvera en appendice une liste des principaux types de lampes d'usage courant pour les appareils de réception.

DERNIERS PROGRÈS ACCOMPLIS DANS LA CONSTRUCTION DES LAMPES. — Les lampes utilisées en France au moment de la première édition de cet ouvrage étaient les suivantes

MODÈLES DE LAMPES UTILISÉES EN FRANCE.

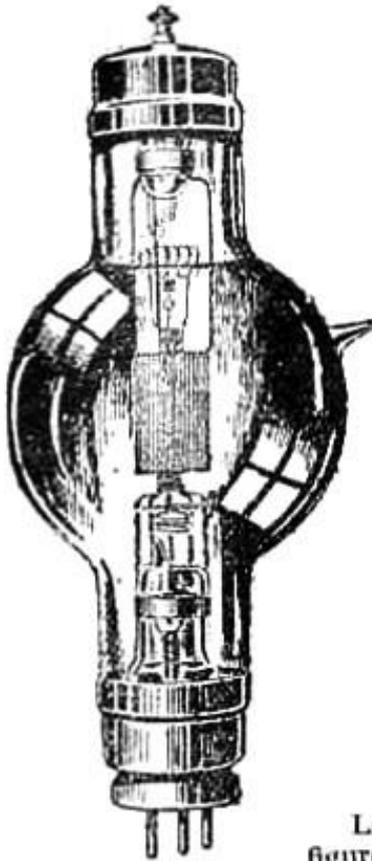


FIG. 144.

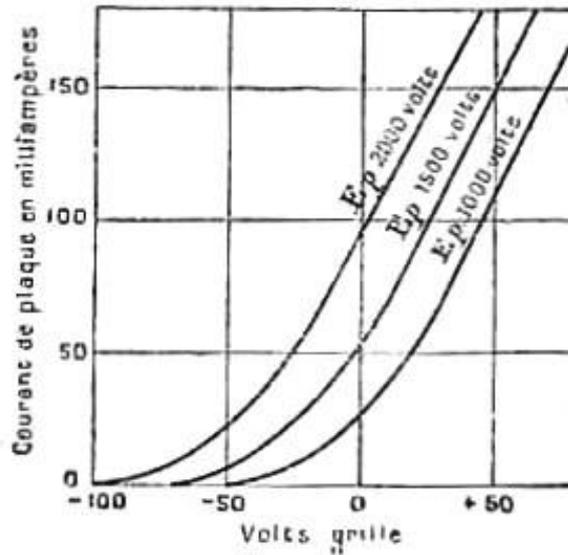


FIG. 145.

Compagnie des Lampes : Lampes métal.

Emission (type E6). (Fig. 144.)

Chauffage, 9 v. 5, 6 amp. 5.

Tension plaque, 2.000 volts.

Tension de grille, 100 à + 100 volts.

Coefficient d'amplification, 25 environ.

Les courbes caractéristiques sont données par la figure 145.

Réception type C L. 64 B. (Fig. 146.)

Chauffage, 4 volts, intensité, 0.06. amp.

Tension plaque, 40 à 100 volts.

Courant de saturation, 8 milliampères.

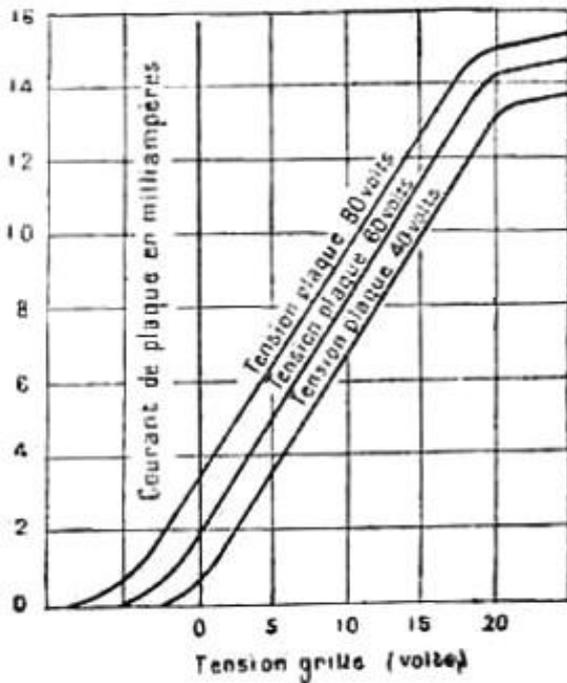


FIG. 147.



FIG. 146.

Résistance intérieure,

45.000 à 60.000 ohms.

Coefficient d'amplification,

14 à 17.

Les courbes sont données par la figure 147.



FIG. 148.

Tension plaque, 40 à 80 volts.
 Courant de saturation,
 11 milliampères.
 Coefficient d'amplification,
 10 à 12.
 Résistance intérieure, 25.000
 à 35.000 ohms.

Les courbes caractéristiques sont
 données par la figure 151.

Lampes radiotechniques.

Chauffage, 3.2 à 3.8 volts;
 intensité, 0.06. amp.
 Tension plaque, 40 à 80 volts.
 Courant de saturation,
 10 milliampères.
 Coefficient d'amplification,
 8 à 11.
 Résistance intérieure, 15.000
 à 20.000 ohms.

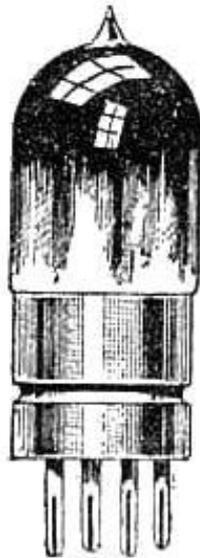


FIG. 150.

Lampes Fotos, de la Maison Grammont. (Fig. 148.)

Réception Radiofotos.

Chauffage, 4 volts; intensité, 0.06. amp.

Tension plaque, 20 à 80 volts.

Courant de saturation, 12 milliampères.

Résistance intérieure, 25.000 à 30.000 ohms.

Coefficient d'amplification, 9 à 11.

Les courbes caractéristiques sont données par la fig. 149.

Lampes S. I. F., microfort. (Fig. 150.)

Chauffage, 3.5 volts; intensité, 0,06. amp.

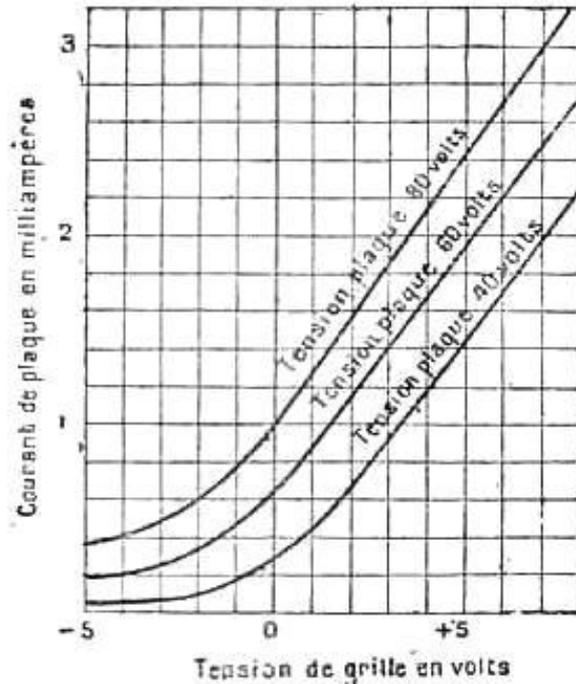


FIG. 149.

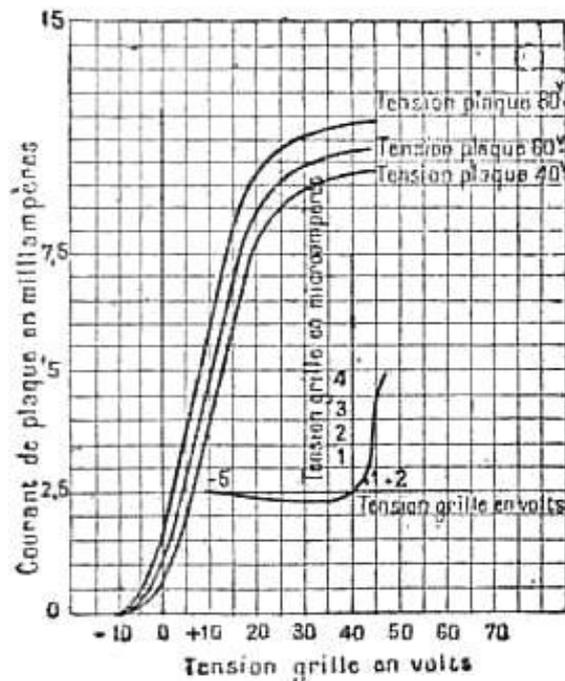


FIG. 151.

Depuis lors des progrès importants sont intervenus.

Remarquons qu'on a en présence des conducteurs séparés par du vide : filament-grille, filament-plaque, grille-plaque. Ces conducteurs forment l'armature de condensateurs qui ont à la vérité une faible valeur. On a obtenu des tubes à vide qui avaient des capacités de 6 millièmes de microfarad pour l'ensemble filament-grille, 6 millièmes de microfarad pour l'ensemble filament-plaque et 10 pour le système grille-plaque. On les a négligées à l'origine ; mais dans les très hautes fréquences on se trouve obligé d'en tenir compte et nous allons montrer pourquoi.

Notons en premier lieu qu'en fonctionnement, la capacité totale des capacités n'est pas la somme des trois capacités C_{gf} (grille-filament), C_{gp} (grille-plaque) et C_{fp} (filament-plaque) (fig. 152). Supposons qu'à la grille on applique une tension alternative u_g qui vient se superposer à la tension d'origine U_g ; au courant de plaque I_p se superpose un courant alternatif i_p dont la valeur dépend du coefficient d'amplification k et de la résistance totale du circuit de plaque qui est la somme de la résistance interne r et de la résistance apparente R du circuit externe interposé entre la plaque et le pôle positif de la batterie de haute tension. On a

$$i_p = \frac{K u_g}{r + R} = \frac{K}{r + R} u_g = \alpha u_g \text{ avec } \alpha = \frac{K}{r + R}$$

Mais lorsque u_g croît, i_p croît, la tension-plaque V_p décroît d'une quantité alternative $v_p = [V_{op} - i_p (r + R)]$ qui se trouve décalée de 180 degrés à peu près sur le courant i_p . Or la tension U_g charge le condensateur C_{gf} au voltage de U_g , le condensateur C_{gp} en parallèle se charge à la tension $(\alpha + 1) u_g$, car si la grille croît de u_g par rapport au filament, la plaque varie de αu_g par rapport à la grille et par suite de $(\alpha + 1)$ par rapport au filament. La valeur du courant de charge est donc de

$$I = 6,28 / u_g [C_{gf} + (\alpha + 1) C_{gp}]$$

et la capacité effective du circuit d'entrée est ainsi égale à

$$C_{ff} = C_{gf} + (\alpha + 1) C_{gp}$$

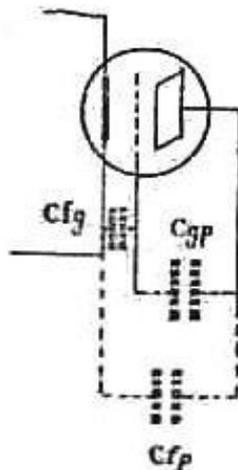


FIG. 152.

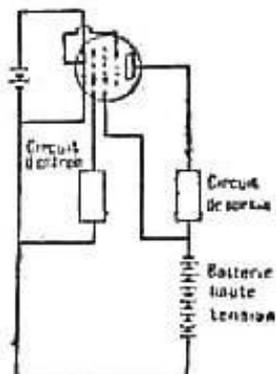


FIG. 152 quater.

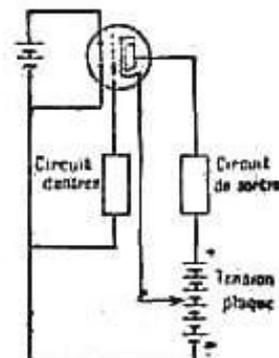


FIG. 152 sextès.

à laquelle on doit ajouter celle de l'espace grille-filament, de sorte qu'en définitive, on a

$$C_{eff} = C_{gf} + C_{fp} + (\alpha + 1) C_{gp}$$

Le tube considéré plus haut a donc non pas une capacité de $6 + 6 + 10 = 22$ millièmes de microfarad, mais $6 + 6 + (\alpha + 1) 10$ millièmes ; si $K = 15$ α peut être compris entre 8 et 15 par suite C_{eff} peut varier de 22 à 162 millièmes de microfarad ; cette dernière valeur peut s'écrire

0,112/1000, elle est le tiers de la capacité-maximum des condensateurs d'accord.

On comprend, dans ces conditions, que les effets de capacité puissent prendre une importance particulière ; le champ qui agit sur le condensateur plaque-grille réagit sur le condensateur grille-filament et donne à celui-ci un voltage en phase avec la tension qui lui est appliquée. Il en résulte que le circuit plaque réagit sur le circuit de grille.

Pour obvier à cet inconvénient qui occasionne de graves difficultés quand il s'agit d'ondes très courtes, on a cherché à réduire surtout la capacité grille-plaque. L'Américain Hull a créé une lampe à « écran de grille ». Une grille auxiliaire a été intercalée entre la grille normale et la plaque ; cette grille auxiliaire est portée à un potentiel constant par rapport au sol, en la réunissant à un point intermédiaire de la tension-plaque dont le pôle négatif est à la terre. De cette manière les fluctuations de la tension-plaque sont sans action sur le potentiel de grille. La représentation schématique de cette lampe se fait comme il est indiqué sur les figures 152 bis et 152 ter. La capacité grille-plaque est de ce fait réduite à 0,03 millionième de microfarad.

En outre, pour diminuer les effets des broches extérieures sur la valeur de cette capacité, on fait aboutir la borne-plaque au sommet de l'ampoule, la broche réservée à la plaque dans les lampes ordinaires étant affectée à la grille-écran.

L'interposition de la grille-écran a pour effet également d'accroître la résistance interne de la lampe qui passe à 200.000 ohms et comme conséquence le coefficient d'amplification qui atteint 150. Le travail dans les conditions du maximum de puissance devient plus délicat à réaliser comme on le verra plus loin.



FIG. 152 quinquies.

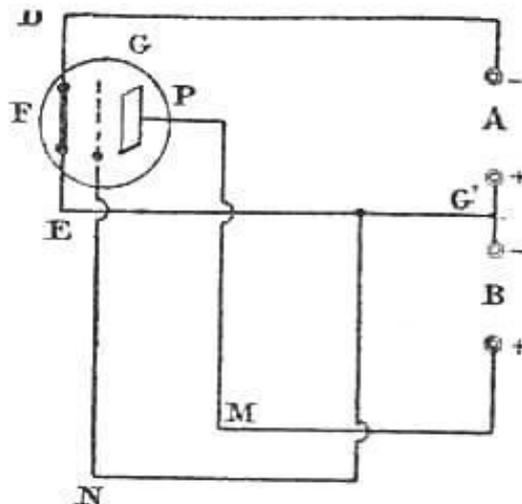


FIG. 153.



FIG. 152 septies.

Le schéma de cette lampe se représente par la figure 152 quater et sa forme réelle est celle de la figure 152 quinquies.

Les progrès qui viennent d'être notés se rapportent au chauffage par pile ou accumulateur ; on verra plus tard comment on a résolu le chauffage par courant alternatif.

Un autre progrès a été réalisé dans la construction des lampes destinées à l'amplification en basse fréquence ; un écran de grille a été interposé dans l'ampoule entre la grille de travail normal et la plaque, puis on a intercalé entre celle-ci et la grille-écran une grille auxiliaire reliée au point milieu du filament dont elle prend le potentiel et qui arrête les électrons

émis par la plaque. On a ainsi une lampe à forte résistance interne et à coefficient d'amplification élevée. La grille-écran aboutit à une borne placée sur le côté du culot ; on la réunit au pôle positif de la tension-plaque. (Voir figures 152 sexiès et septiès.)

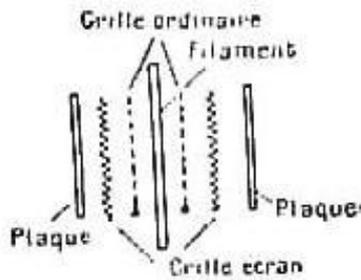


FIG. 152 bis

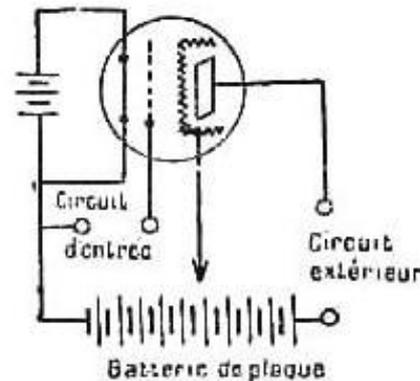


FIG. 152 ter.

NOMBRE DE CIRCUITS DANS UNE LAMPE A TROIS ÉLECTRODES. (Fig. 153.)

— Quand on utilise une lampe à trois électrodes, il y a trois circuits à considérer, trois circuits importants :

Le circuit du filament ADFEG'A, le circuit grille filament GFEG'NG, le circuit plaque filament PFEG'BMP.

Le circuit grille filament est appelé *circuit d'entrée* et le circuit plaque filament *circuit de sortie*. Le circuit du filament est considéré comme indépendant des changements qui se produisent dans les deux autres, nous ne nous en occuperons pas.

ÉLÉMENTS INTERNES DE LA LAMPE QUI INFLUENT SUR LA MARCHE DE CES CIRCUITS. — 1^o En dehors de la résistance de plaque que nous avons définie par le rapport

$$p = \frac{Vp + KUg}{I_p}$$

On peut considérer une résistance de grille ; alors que la résistance de plaque varie entre 5 et 100.000 ohms, la résistance de grille qu'on peut définir par la relation

$$p_g = \frac{Ug}{I_g}$$

I_g étant le courant de grille, peut atteindre des millions d'ohms.

Remarque. — Nous avons noté que, dans une lampe à trois électrodes, le courant de saturation n'était pas atteint immédiatement parce que les électrons émis remplissant l'espace entre le filament et la plaque repoussent les électrons qui tendent à sortir du filament.

On a pensé que cette valeur de saturation serait atteinte plutôt si on favorisait l'absorption de cette charge spéciale et on y parvient en intercalant entre la grille et le filament une deuxième grille portée à un potentiel positif. Celle-ci attire les électrons négatifs : les uns restent sur elle, les autres la traversent et rejoignent la plaque à travers la première grille normale. La grille normale se nomme grille extérieure, la grille ajoutée grille intérieure.

On obtient pour cette lampe des courbes caractéristiques analogues aux courbes des lampes ordinaires ; la figure 154 donne celles du type micro-métal.

On voit que pour la tension de 20 volts la caractéristique de la plaque est rectiligne dans des limites assez étendues ; elle présente une partie courbe

en haut et une en bas ; elle est donc tout à fait identique aux courbes des lampes à simple grille.

La grille extérieure est parcourue également par un courant beaucoup plus faible et présente une allure semblable à celle des courbes grille des

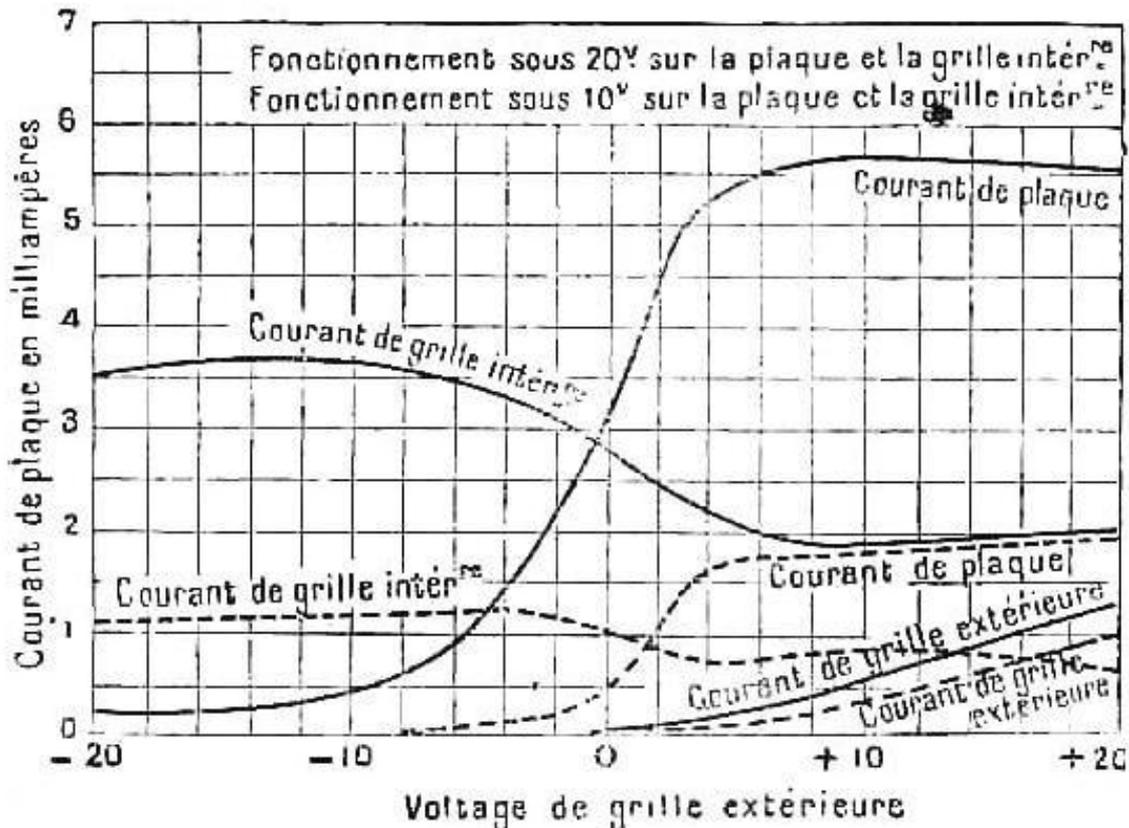


FIG. 154.

lampes ordinaires. Par conséquent, les applications des lampes ordinaires fondées sur la forme des caractéristiques s'appliquent intégralement aux lampes bigrilles.

Il y a, en outre, une caractéristique de grille intérieure ; on voit qu'elle présente une partie rectiligne inclinée entre -5 et $+5$ comme tension de grille extérieure. Cette partie est analogue à la caractéristique rectiligne de plaque. Elle peut donc servir comme telle.

On a même construit des lampes à trois grilles ; nous en parlerons dans la troisième partie de cet ouvrage.

II. — GÉNÉRATION DES OSCILLATIONS.

EXCITATION SÉPARÉE. — On peut, avec les tubes à vide, engendrer des oscillations, soit qu'on excite la grille par des oscillations extérieures, soit par autoexcitation. Nous allons considérer le premier cas qui paraît le plus simple.

Le schéma de principe est donné par la figure 155 ; la tension de haute fréquence u_p appliquée à la grille fait varier la tension de cette électrode entre les deux valeurs $U_g - u_p$ et $U_g + u_p$, ainsi que le montre la figure 156 où nous supposons $U_g = 0$. Dans la plaque, au courant initial $OA = I_{op}$ se superpose un courant alternatif i_p de même fréquence que u_p , de sorte que le courant total est donné par l'expression

$$I_p = I_{op} + i_p$$

La figure 156 montre quelle est l'allure de ce courant. A la tension continue V_{op} de la plaque se superpose également une tension alternative v_p

$$V_p = V_{op} + v_p$$

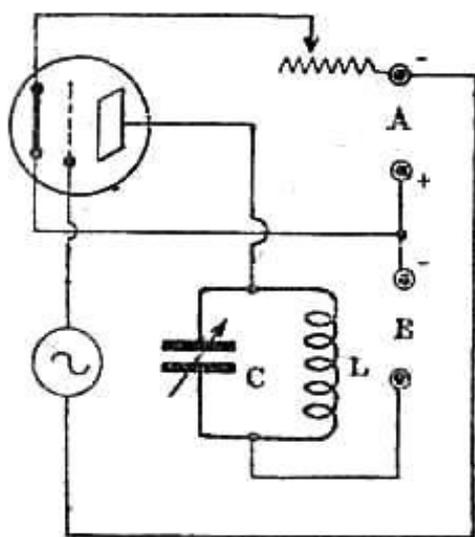


FIG. 155.

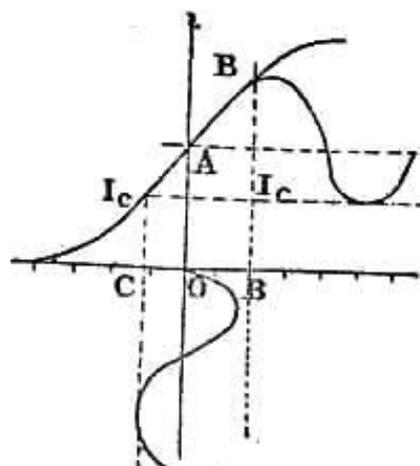


FIG. 156.

Les variations de V_p sont inverses de celles de I_p , ce qui est naturel puisque pour une résistance donnée, à tout accroissement de courant correspond une diminution de tension. Si les valeurs de u_g sont telles que I_p peut s'annuler, l'amplitude de i_a est égale à I_{op} et sa valeur oscille entre 0 et $2 I_{op}$, mais $2 I_{op}$ ne doit pas dépasser la saturation I_{sp} .

Ces remarques ne sont vraies que si le courant de saturation I_{sp} n'est pas atteint. (Fig. 157.) Admettons que l'on se trouve dans cette condition

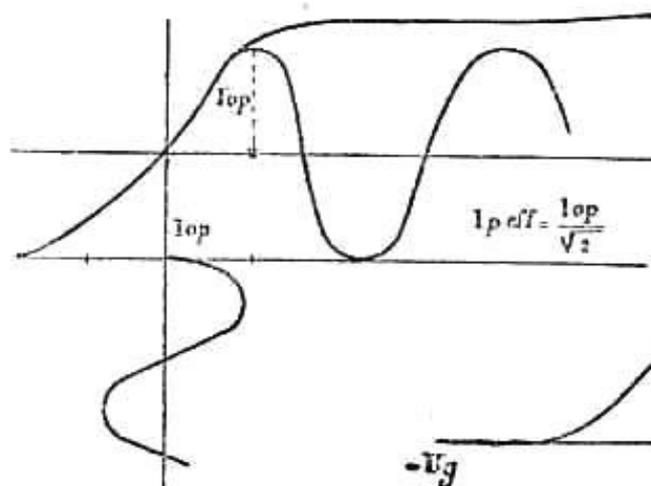


FIG. 157.

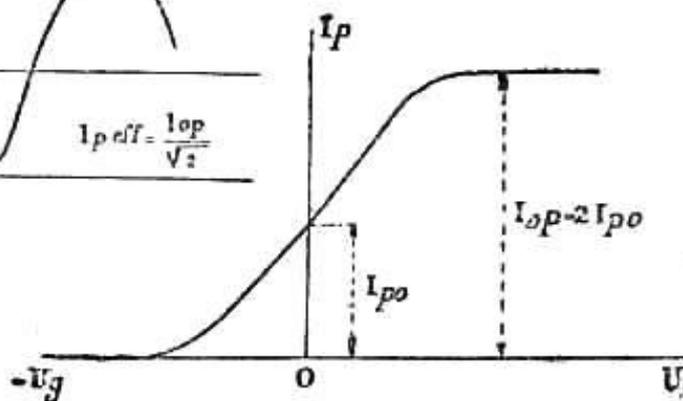


FIG. 157 bis.

et supposons que l'inductance L soit très élevée et constitue pour le courant de haute fréquence une bobine de choc de résistance apparente infinie; supposons également que C soit très faible, ce qui rend $1/\omega C$ négligeable devant la résistance R . La puissance tout entière sera consommée dans cette résistance. On sait que

$$P = RI_{eff}^2 = \frac{RI_{op}^2}{2}$$

comme d'ailleurs le courant continu I_{op} est le rapport de la tension à la résistance intérieure ρ

$$I_{op} = \frac{V_{op}}{\rho}$$

On peut écrire successivement

$$P = \frac{1}{2} R I_{op} \times \frac{V_{op}}{\rho} = \frac{1}{2} \frac{R}{\rho} \times V_{op} \times I_{op}$$

Le maximum se produit lorsque la résistance intérieure ρ est égale à la résistance extérieure R , de sorte que la puissance maximum est égale à

$$P = \frac{1}{2} V_{op} I_{op}$$

$$P = \frac{1}{4} V_{op}^2 I_{op}$$

Ainsi, quand une lampe oscille sous l'effet d'une excitation extérieure, le maximum du courant plaque est égal au courant initial et le rendement est égal dans ce cas à 50 0/0. Cette circonstance se présente lorsque la résistance extérieure est égale à la résistance intérieure.

D'ailleurs, on peut écrire aussi

$$i_p = \frac{K u_g}{R + \rho}$$

ce qui montre que le courant est en phase avec la tension de grille. Il n'en serait plus de même si la résistance R était inductive.

Dans le cas où les conditions envisagées ne sont pas remplies, les résultats ne subissent pas de modifications. Admettons que le circuit L C soit oscillant, c'est-à-dire que l'on ait la condition

$$CR^2 < 4L$$

et que la résistance soit assez faible pour que $\frac{R^2}{L^2}$ soit négligeable devant $\frac{1}{CL}$. La résistance équivalente à l'ensemble du circuit est

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\left(\omega C - \frac{\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2}\right)^2 + \left(\frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2}\right)^2}}$$

On a l'habitude de régler le circuit de plaque à la résonance, et alors on réalise la condition

$$\omega C = \frac{\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2}$$

La résistance apparente du circuit se réduit à

$$Z = \frac{R + \omega^2 L^2}{R}$$

qui devient

$$Z = \frac{L}{CR}$$

si l'on remplace ω par sa valeur. Le maximum de puissance se produit encore quand la résistance interne est égale à la résistance externe

$$Z = L/CR$$

D'ailleurs, puisqu'on peut négliger l'influence de R dans le calcul de la fréquence ($\frac{R^2}{L^2}$ négligeable devant $\frac{1}{CL}$), on peut poser

$$\omega^2 = \frac{1}{CL}$$

et tirer L ou C de cette relation ; on a, selon le cas,

$$Z = \frac{1}{\omega^2 C^2 R} \quad \text{et} \quad Z = \frac{\omega^2 L^2}{R}$$

Expérimentalement, on calcule Z d'après l'une de ces deux dernières relations.

Exemple. — Supposons que la résistance, la capacité et l'autoinductance du circuit intercalé dans la plaque soient celles de l'antenne. On veut lui communiquer le maximum de puissance avec une oscillation de pulsation ω . Comment doit-on prévoir la self d'antenne intercalée dans le circuit de plaque ?

$$\text{On trouve de suite } L = \frac{1}{\omega} \sqrt{RZ}.$$

Autre exemple. — Au circuit de plaque constitué par la résistance R , la self L et la capacité C , est accouplée une antenne. Quelle valeur donner à l'accouplement pour que la puissance communiquée à l'antenne soit maximum, en supposant les pertes nulles dans le circuit de plaque ?

Le courant dans le circuit primaire étant I_p , celui de l'antenne étant I_a , on a à la résonance

$$I_a = \frac{\omega M I_p}{R_2}$$

$$\text{D'ailleurs, } I_p = \frac{ER_2}{R_1 R_2 + \omega^2 M^2}$$

$$\text{donc} \quad I_a = \frac{\omega EM}{R_1 R_2 + \omega^2 M^2}$$

Si l'on peut faire varier M , le maximum du courant sera obtenu en faisant

$$\omega^2 M^2 = R_1 R_2$$

d'où l'on tire

$$M = \frac{1}{\omega} \sqrt{R_1 R_2}$$

Ici, R_1 est la résistance ohmique du circuit intermédiaire qui a pour valeur, en fonction de la résistance apparente Z

$$R_1 = \frac{\omega^2 L^2}{Z}$$

en remplaçant R_1 par cette formule dans celle de M , on a

$$M = L \sqrt{\frac{R_2}{Z}}$$

AUTOEXCITATION. — L'autoexcitation est le procédé le plus généralement employé pour produire des oscillations de haute fréquence. Le dispositif le plus courant est celui de la figure 158 qui comprend dans le

circuit de plaque une self L_p en parallèle avec une capacité C_p , et dans le circuit de grille une self L_g couplée avec L_p . $C_p L_p$ est un circuit oscillant ($C R^2 < 4 L$).

Chauffons le filament f ; la plaque étant au potentiel V_p , un courant continu i_{op} tend à s'établir et sa valeur est donnée par l'ordonnée $O A$ de la courbe caractéristique du courant plaque correspondant au potentiel O de la grille. (Fig. 156.)

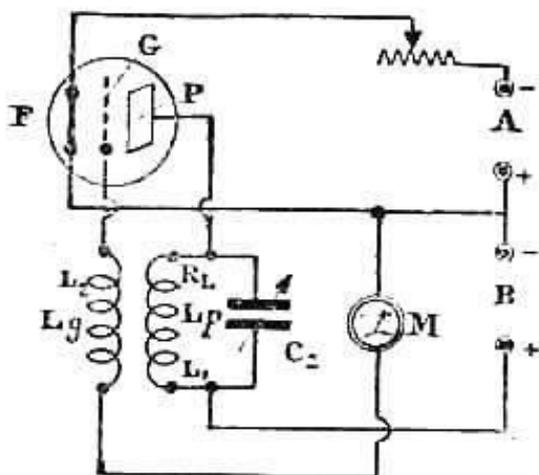


FIG. 158.

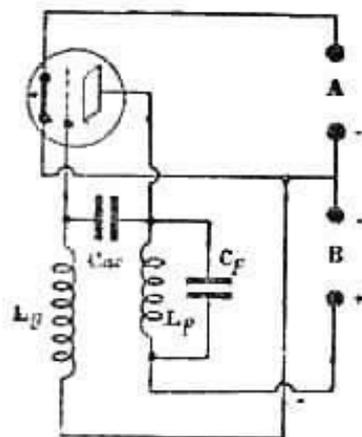


FIG. 159.

Le courant i_{op} engendre aux bornes du circuit oscillant une f. e. m. qui y provoque une série d'oscillations électriques. Celles-ci induisent dans la self de grille L_g une f. e. m. alternative qui fait varier la tension de grille entre deux valeurs $O C = -u_g$ et $O B = +u_g$. Le courant de plaque varie à son tour entre deux valeurs $C I e$ et $B I b$. Au courant alternatif plaque correspond une f. e. m. alternative dont la période ou la fréquence est celle du circuit de plaque. Si elle est en phase avec la fréquence de l'oscillation primitive, celle-ci s'amplifie et des oscillations d'amplitude constante peuvent finalement s'établir. On a alors du courant de haute fréquence d'amplitude uniforme toujours identiques; ce sont des oscillations entretenues.

A quelles conditions se produiront-elles et s'entreteniront-elles? La production s'amorce si l'on applique une tension aux bornes du circuit oscillant de plaque et si un léger déséquilibre électrique se produit. L'entretien se réalise lorsque la résistance apparente du circuit $C_p L_p$ est nulle, puisqu'alors il n'y a aucune perte ohmique, aucune dissipation d'énergie et, par conséquent, aucune cause d'amortissement.

Or, on a vu que la résistance totale du circuit $L_p C_p$ est égale à Z , donnée par l'expression

$$Z = \frac{L_p}{R_L C_p}$$

D'autre part, la résistance apparente intérieure a pour valeur

$$R_{app} = \frac{v_p}{i_p}$$

lorsque la tension de grille u_g agit simultanément avec la tension de plaque V_p ; il ne faut pas d'ailleurs confondre cette résistance apparente avec la résistance réelle

$$\rho = \frac{V_{op} + K u_g}{i_p}$$

Nous savons aussi qu'une augmentation de i_p provoque une diminution de v_p : v_p et v_g peuvent être décalés de 180° ; on peut donc obtenir un courant i_p décalé de 180° avec v_g ; à ce moment R_{app} devient négative et on peut écrire

$$r + R_{app} = 0$$

Si l'on effectue les calculs on trouve que le coefficient d'induction mutuelle entre L_p et L_g doit satisfaire à la relation

$$M = -\frac{1}{K}(L_p + C_p R_{Lp})$$

ce qui exprime que le coefficient d'induction mutuelle doit être négatif. On réalise cette condition en connectant les enroulements de plaque et de grille au point commun O de manière que les extrémités soient tournées du même côté si les enroulements sont en sens inverse, et en les croisant si les enroulements sont de même sens : les courants dans L_p et dans L_g doivent circuler en sens contraire.

Dans cette courte discussion, on a négligé la valeur du courant de grille très faible autour de O et la capacité intérieure de la lampe qui n'a pas d'influence sur les ondes longues, mais qui suffit à provoquer des oscillations pour les ondes courtes. Cette capacité intérieure est d'ailleurs en dérivation avec la bobine de grille sur la self du circuit oscillant.

Le couplage entre la grille et la plaque peut se faire par condensateur, comme nous l'avons vu dans l'étude des circuits couplés. La figure 159 montre la disposition qu'on peut adopter. On peut même supprimer C_p et faire servir C_{ac} à la constitution du circuit oscillant (fig. 160) et former les deux selfs avec un seul enroulement. (Fig. 161.) Le condensateur C_{ac} peut aussi être remplacé par une antenne. (Fig. 162.)

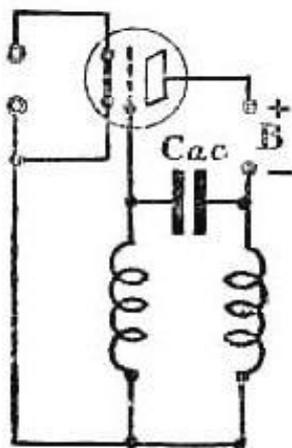


FIG. 160.

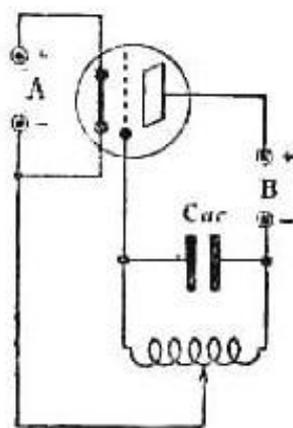


FIG. 161.

On peut enfin intercaler le circuit oscillant dans la grille exclusivement et placer la self d'entretien dans le circuit de plaque. L'allure générale du phénomène ne change pas. (Fig. 163.)

D'autres questions se posent et qui ont de l'importance.

1° A quelles conditions le régime d'oscillations sera-t-il stable ? — Nous venons de voir que la condition nécessaire à l'entretien des oscillations est que la résistance apparente du circuit de plaque soit nulle. Mais si cette résistance augmente légèrement, les oscillations se décrochent. Pour être à l'abri d'une pareille interruption, il faut que la résistance soit non pas nulle, mais négative ; alors, une légère augmentation pourra peut-être porter sa valeur à zéro, mais il n'y aura pas décrochage. Il faut donc que l'on ait

$$-M > \frac{1}{K} (Lp + CRp).$$

Le couplage entre la grille et la plaque doit être un peu supérieur au couplage qui assure l'entretien limité. Précisons par un exemple. Soit un

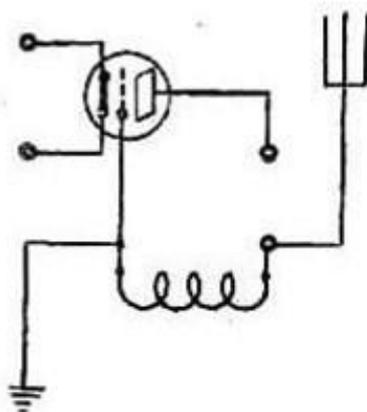


FIG. 162.

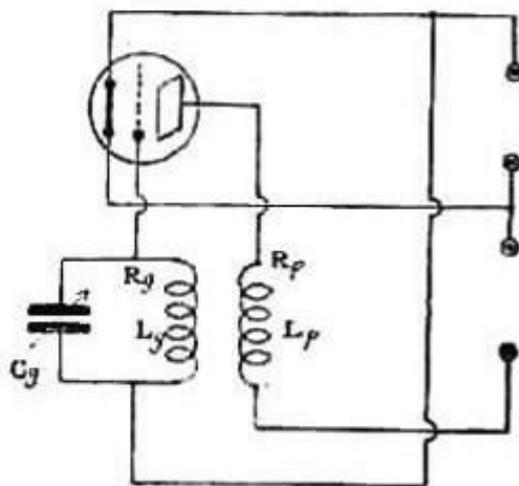


FIG. 163.

circuit comprenant une self Lp de 400 microhenrys, possédant une résistance Rp de 4 ohms et une capacité $C = 4/10000$ de microfarads. La résistance intérieure du tube est de 15.000 ohms, son facteur d'amplification $K = 20$ en moyenne. (C'est le type S. I. F. 250 w.) Le couplage entre la plaque et la grille sera

$$-M > \frac{1}{20} \left(\frac{400}{10^6} + \frac{4}{10^{10}} \times 4 \times 15.000 \right).$$

$$-M > 22 \text{ microhenrys.}$$

Mais il ne faut pas trop s'éloigner de cette limite.

2° Période et fréquence d'oscillation. — La pulsation ω du courant est donnée par la relation

$$\omega = \sqrt{\frac{1 + RL/p}{Cp \times Lp}}.$$

Comme p est très grand par rapport à R , R/p est négligeable devant 1, et elle se réduit à

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{Cp \times Lp}}.$$

La période s'en déduit immédiatement, puisque

$$T = \frac{2\pi}{\omega} = 2\pi\sqrt{Cp Lp}$$

et la fréquence $f = \frac{1}{T}$ égale aussi $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{Cp Lp}}$

Ainsi, dans l'exemple cité plus haut, on a

$$\begin{aligned} T &= 2\pi\sqrt{\frac{4}{10^{10}} + \frac{400}{10^6}} = \frac{8\pi}{107} \approx \frac{25}{107} \\ &= 1/400.000 \text{ de seconde.} \end{aligned}$$

La fréquence devient égale à 400.000, ce qui correspond à une onde de 750 mètres.

3^o *Amplitude maximum des oscillations.* — Le courant plaque ne peut varier qu'entre 0 et le courant de saturation I_{sp} ; son amplitude est donc égale à $\frac{I_{sp}}{2}$. Si l'on a soin de partir d'une intensité initiale I_{op} égale à la

moitié du courant de saturation, l'amplitude maximum sera aussi égale à I_{op} .

De même, le maximum de la tension alternative est la tension plaque V_{op} . Ainsi, les amplitudes maxima des courants et des tensions plaques alternatifs sont les valeurs du courant initial et de la tension initiale.

4^o *Condition pour l'établissement des valeurs maxima.* — Entre les extrémités du circuit oscillant $C_p L_p$ le minimum de l'impédance a pour valeur, ainsi que nous l'avons montré,

$$Z = \frac{L_p}{R_L C}$$

A ce moment

$$Z = \frac{\text{maximum de } v_p}{\text{maximum de } i_p}$$

Mais on a aussi à l'intérieur du tube oscillant

$$\rho = \frac{\text{maximum de } v_p}{\text{maximum de } i_p}$$

donc, $Z = \rho$. La résistance extérieure du circuit plaque est égale à celle du tube.

5^o *Valeur du courant plaque.* — La valeur du courant plaque dépend de la tension initiale V_{op} qui est l'amplitude maximum de la f. e. m. d haute fréquence. On peut le calculer à partir de la relation $i = \omega C U$ établie dans la décharge des circuits oscillants.

$$\text{Or, } U = V_{op} \quad \omega = 1/\sqrt{C_p L_p}, \text{ il vient}$$

$$i = V_{op} \sqrt{\frac{C_p}{L_p}}$$

On peut aussi le tirer de la relation

$$Z = \frac{\text{maximum de } v_p}{\text{maximum de } i_p}$$

Comme la valeur maximum de v_p est la tension initiale V_{op} , que celle de i_p est la moitié du courant de saturation, on a

$$Z = \frac{L_p}{C_p R_p} = \frac{2 V_{op}}{I_{ps}}$$

on déduit la relation

$$V_{op} = \frac{L_p I_{ps}}{2 C_p R_p}$$

et, par suite,

$$i_p = \frac{V_{op}}{Z} = \frac{L_p I_{ps}}{2 C_p R_p} \sqrt{\frac{C_p}{L_p}} = \frac{I_{ps}}{2 R_p} \sqrt{\frac{L_p}{C_p}}$$

On voit que si l'on fait le produit des deux valeurs limites obtenues, on a la quantité

$$i_p^2 = \frac{V_0 I_{ps}}{2 R p}$$

qui est constante. On doit choisir L et C de manière que ces deux limites soient égales ; alors la plus grande valeur de i_p sera égale à

$$\sqrt{\frac{I_{ps} V_0}{2 R p}}$$

Considérons le circuit déjà étudié de capacité $C_p = 4/10000$ de microfarad, $L_p = 400$ microhenrys, et $R_p = 4$ ohms, et appliquons une tension de 3.000 volts.

La première valeur limite du courant est

$$i_p = 3.000 \sqrt{\frac{I_{ps}}{L_p}} = 3.000 \sqrt{\frac{4}{10^{18}} : \frac{400}{10^6}} = 3 \text{ ampères.}$$

Considérons le courant initial

$$i_{op} = \frac{3.000}{15.000} = 0,2 \text{ ampères. } i_{ps} = 2 \times 0,2 = 0,4 \text{ ampères.}$$

On a la deuxième valeur limite qui est

$$i_p = \frac{0,4}{2 \times 4} \sqrt{\frac{400}{10^6} : \frac{4}{10^{10}}} = 50 \text{ ampères.}$$

C'est donc la limite inférieure 3 ampères qu'il faut adopter et l'on voit que c'est la tension initiale qui limite le courant plaque. N'oublions pas que ces valeurs sont des limites jamais atteintes.

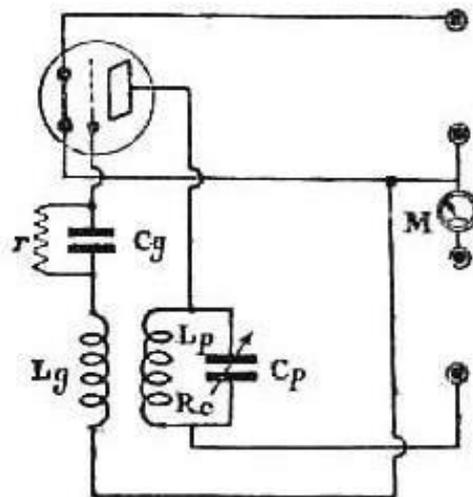


FIG. 104.

6° *Puissance fournie.* — La puissance fournie au circuit oscillant par la lampe est égale à

$$R I^2 \text{ eff} = \frac{R I^2 \text{ max}}{2} = \frac{R I m}{2} \times I m.$$

Prenons les deux valeurs de I correspondantes aux limites

$$I = V_{op} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad I = \frac{I_{sp}}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{I_{op}}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

On a

$$P = \frac{V_{op} \times I_{op}}{2}$$

ainsi que nous l'avons déjà indiqué.

7° Le courant de plaque est à peu près en phase avec la tension de grille, mais la tension de plaque est presque en opposition avec celle de grille.

Remarque. — Il est bon de placer sur le circuit oscillant de grille un petit condensateur shunté par une résistance de 5.000 à 20.000 ohms. Quand la tension de grille est positive, il existe un courant de grille et, par suite, une diminution de rendement. On diminue cette tension de la chute de tension dans la résistance et on facilite la transmission à la grille des oscillations de haute fréquence par le condensateur de grille. (Fig. 164.)

8° La manipulation se fera en intercalant une clef entre le pôle négatif de la tension de plaque et le filament en M. Avec de grandes puissances, on utilise l'excitation séparée et on manipule sur l'excitation dont le montage est identique à celui que nous avons étudié.

Application. — Soit à construire un poste devant travailler sur une longueur d'onde de 2.400 mètres (onde radiomaritime actuelle); la puissance à communiquer à l'antenne devra être de 1/2 kilowatt = 500 watts. La capacité de cette antenne est de 2/1000 de microfarad, sa résistance pour l'onde considérée de 6 ohms. Le tube à employer sera une lampe S. I. F., type 1 kilowatt, dont les caractéristiques sont les suivantes (Fig. 165 et 166).

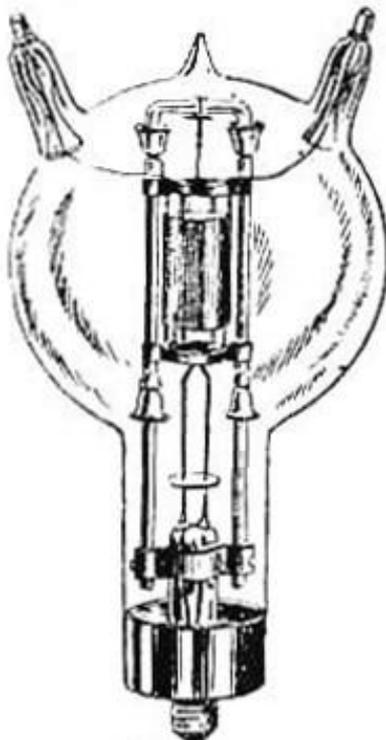


FIG. 165.

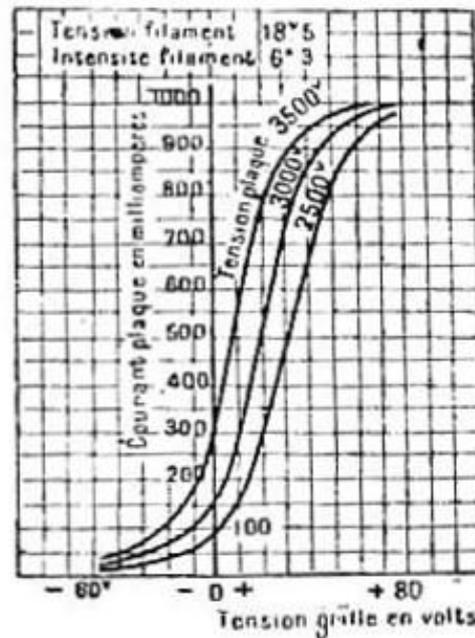


FIG. 166.

Tension de chauffage.....	18 volts,
Courant de chauffage.....	7 ampères.
Courant de saturation.....	1 ampère.
Tension de plaque.....	3.500 volts.
Coefficient d'amplification.....	40. —
Résistance intérieure.....	10.000 à 20.000 ohms.

Nous réaliserons le schéma de la figure 167. Nous étudions d'abord comment se comporte la lampe et nous vérifions que les indications données sont exactes ; puis nous nous placerons dans le cas de la puissance maximum fournie par le tube à vide.

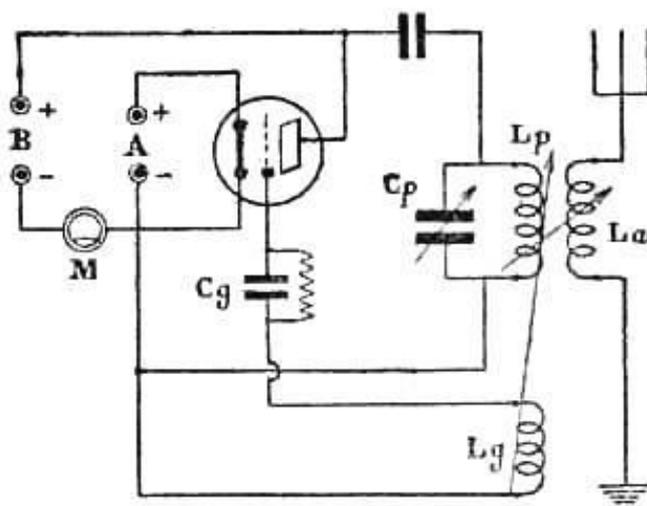


FIG. 167.

Nous remarquons que le courant de saturation est bien de 1 ampère pour 3.500 volts plaque et 100 volts grille ; vérifions qu'une augmentation de tension grille de 25 volts équivaut à une augmentation à la plaque de 1.000 volts, ce qui donne bien un coefficient d'amplification égal à 40. Nous adopterons la valeur de $\rho = 10.000$ ohms qui ressort de l'examen de la courbe caractéristique pour une tension de plaque égale à 3.500 volts et une tension de grille nulle.

L'amplitude maximum de la tension alternative de plaque sera donc de 3.500 volts et celle du courant de 500 milliampères. Adoptons comme éléments du circuit oscillant 4/1000 de microfarads et 400 microhenrys. Le rapport de la capacité à la self est ainsi assez grand pour que les capacités internes des lampes aient un effet négligeable.

Nous connaissons la puissance à communiquer à l'antenne : c'est donc à partir de sa valeur que nous déterminerons les éléments de notre poste.

L'intensité du courant d'antenne se déduira de l'expression

$$P = 500 \text{ watts} = R I^2 \text{eff.}$$

Comme la résistance totale, résistance ohmique et résistance de rayonnement, est égale à 6 ohms, on a

$$I^{\text{eff}} = \frac{500}{6}, \quad I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{500}{6}} = 9.14 \text{ ampères,}$$

la valeur maximum correspondante sera

$$I_a = \frac{9.14}{0.707} = 12.92 \text{ ampères.}$$

D'autre part, l'intensité dans la self de plaque est donnée par l'expression

$$i_p = v_0 \sqrt{\frac{C_p}{L_p}} = 3.500 \sqrt{\frac{4}{10^2}} \times \frac{10^6}{400} = 11 \text{ ampères,}$$

valeur inférieure à celle que l'on tirerait de l'expression

$$i_p = \frac{I_{ps}}{2R_p} \sqrt{\frac{L_p}{C_D}}$$

Le coefficient d'induction mutuelle nécessaire pour donner I_2 en fonction de i_p sera tiré de l'expression

$$I_2 = \frac{\omega M I_1}{R_2}$$

d'où

$$M = \frac{R_2 I_2}{\omega I_1}$$

$$\omega = 785.000, R_2 = 6, I_2 = 12,92, I_1 = 11.$$

$$M = \frac{6 \times 12,92}{11 \times 785.000} = 8 \text{ microhenrys,}$$

ce qui donne, avec la self de 800 microhenrys placée dans l'antenne et celle de 400 du circuit de plaque, un coefficient de couplage

$$K = \frac{8}{\sqrt{400 \times 800}} = 0,01414 \text{ environ } \approx \frac{1,5}{100}$$

l'émission sera donc très pure.

La résistance R_p du circuit de plaque est d'ailleurs donnée par la condition que la résistance apparente extérieure Z est égale à la résistance intérieure ρ . Or, $Z = L_p / C_p R_p$, $\rho = 10.000$ ohms.

$$R_p = 10.000 \frac{C_p}{L_p} = 1/10 \text{ d'ohm.}$$

Le courant initial correspondant à la tension appliquée 3.500 volts pour une tension de grille nulle est égale à 350 milliampères ; la puissance dépensée par la lampe est égale à

$$P = 3.500 \times 0,350 = 1.225 \text{ watts.}$$

Le rendement est donc

$$r = \frac{500}{1.225} = \frac{40}{100} \text{ environ.}$$

La self et la capacité étaient imposées ; si on pouvait disposer de l'une et de l'autre valeur, on pourrait chercher la valeur maximum de i_p et augmenter le rendement.

Remarque 1. — Les considérations développées supposent que le point de fonctionnement décrit la caractéristique du courant plaque relative au courant initial. En réalité, par suite des variations des tensions plaques entre $-v_0$ et $+v_0$, la caractéristique se déplace et le point de fonction-

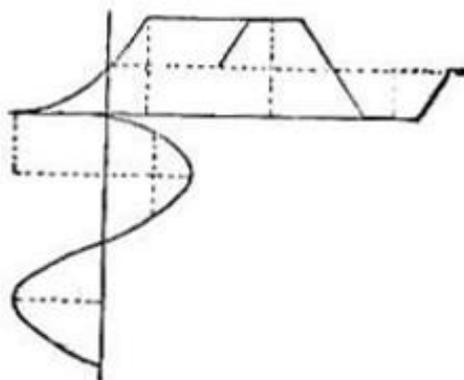


FIG. 168.

nement décrit une ellipse. La question traitée dans toute sa généralité est inextricable. La théorie très approchée ci-dessus est cependant voisine de la réalité : aussi est-elle généralement admise.

Remarque II. — Un tube à vide qui possède entre le circuit oscillant et le circuit d'entretien un couplage très accentué fait varier le courant plaque de manière que la courbe n'est plus sinusoïdale, mais présente une allure analogue à celle de la figure 168. Celle-ci par sa forme dénote la présence de beaucoup d'harmoniques ; l'onde fondamentale rencontre une impédance L/CR considérable, les harmoniques au contraire en rencontrent une très faible et si on les fait agir sur un circuit oscillant accordé sur l'un d'eux, l'onde correspondante à cet harmonique peut être émise par un aérien sans aucun couplage supplémentaire avec la grille. Mais, dans ce cas, on peut atteindre des rendements élevés.

Nous bornerons ici l'étude de la production des courants de haute fréquence, notre but consistant plutôt à faire saisir le processus de l'opération qu'à en étudier tous les détails.



DEUXIÈME SECTION

RÉCEPTION

CHAPITRE VI

Mécanisme de la Réception.

I. — RÉCEPTION DES ONDES AMORTIES ET DES ONDES ENTRETENUES AVEC DÉTECTION SUR GALÈNE

GÉNÉRALITÉS. — [Nous avons vu (chapitre XI) que si l'on faisait circuler un courant de haute fréquence dans une antenne d'émission, on créait à distance un champ électrique et un champ magnétique variables qui constituaient l'onde électromagnétique.

Or, si l'on place un conducteur dans un champ électrique ou magnétique variables, on crée à ses extrémités une f. e. m. variable, ayant même période et même fréquence que le champ qui lui donne naissance.

Une antenne de réception de hauteur h_r étant placée dans un champ électromagnétique caractérisé par les valeurs

$$H = 300 \mathbf{H} = 377 \frac{hI}{\lambda d}$$

qui ne tiennent pas compte de l'affaiblissement, on crée une f. e. m. de

$$e \text{ volts} = h_r H = 300 h_r \mathbf{H} = 377 \frac{hh_r I}{\lambda d}$$

Si l'on désigne par Z la résistance apparente de l'aérien récepteur, on aura un courant égal à

$$i \text{ ampères} = \frac{e}{Z}$$

Un cadre récepteur de hauteur h_r et de longueur l_r donne une f. e. m. égale à

$$e = 2h_r \mathbf{H} \sin \frac{\pi l_r}{\lambda}$$

Dans le cas des grandes ondes, λ est beaucoup plus grand que l_r , et l'on peut écrire

$$e = \frac{2h_r \mathbf{H} \pi l_r}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda} h_r l_r H = \frac{2\pi}{\lambda} S \mathbf{H}$$

$h_r l_r$ étant la surface du cadre; cette f. e. m. existe aux bornes du condensateur. Le courant de réception sera, si Z est l'impédance du cadre

$$i = \frac{e}{Z}$$

Cette valeur s'applique au cas où le plan du cadre est dans la direction

du poste émetteur. Dans le cas où le plan du cadre et celui du poste émetteur font un angle α , la f. e. m. e' est plus faible,

$$e' = e \cos \alpha,$$

le cosinus étant comme le sinus un coefficient de proportionnalité qui varie de 0 à 1, si α varie de 90° à 0° .

Le courant i engendré dans l'antenne réceptrice doit agir sur un appareil indicateur ; mais son amplitude est très faible. Or, un champ de 10 microvolts par mètre d'antenne est un minimum indispensable à la réception ; une antenne de 10 mètres de hauteur crée dans un champ de cette valeur une f. e. m. de 100 microvolts ; comme la résistance de l'aérien est en général de 10 à 20 ohms, le courant i varie alors de 10 à 5 microampères. On voit combien il est petit. Il faut donc pour le détecter des appareils très sensibles. On a employé le bolomètre et le thermogalvanomètre ; seulement, comme ces appareils sont d'une manipulation très délicate, ils ne sauraient convenir à une réception courante. On préfère le téléphone.

TÉLÉPHONE. — Le téléphone comprend un électro-aimant dont le noyau est aimanté et une plaque en tôle d'acier encastrée par son pourtour, pouvant subir l'action des deux pôles de l'électro-aimant. (Fig. 169.)

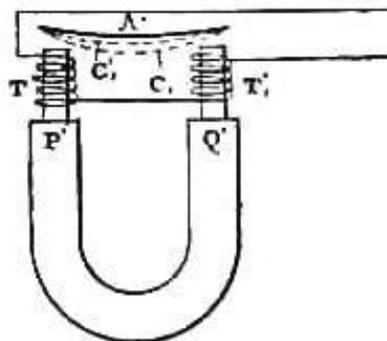


FIG. 169.

Il est nécessaire d'adopter un noyau polarisé pour conserver la fréquence du courant qu'on reçoit et l'on augmente en outre la sensibilité du récepteur.

Dans les réceptions, on cherche à obtenir le maximum de son et la fidélité dans la reproduction de la voix. Un téléphone exclusivement employé en radiotélégraphie favorisera l'intensité en utilisant le phénomène de résonance. En radiotéléphonie, on s'attachera surtout à la fidélité, on adoptera donc des appareils qui ont une fréquence de résonance très faible ou très élevée, de manière qu'elle soit en dehors de la limite des sons perceptibles.

Mais le téléphone ne peut suivre les oscillations des courants de haute fréquence à cause de son inertie ; d'ailleurs, cette fréquence est supérieure à celles qui produisent le son ; même si le téléphone pouvait suivre, on n'entendrait rien. D'autre part, l'inductance de la self est tellement grande que le courant est très faible et la capacité entre les enroulements court-circuite les écouteurs. Il n'y a donc pas possibilité de recevoir directement au téléphone sans apporter une modification au courant. On emploie à cet effet le détecteur.

DÉTECTEUR. — Le détecteur change la valeur moyenne du courant. Quand on a un courant alternatif, l'alternance positive est égale à l'alternance négative et la somme totale est nulle ; après détection, cette valeur moyenne a une valeur positive.

Si l'on a des ondes entretenues pures pendant tout le temps d'un signal, la membrane téléphonique reste collée. Elle ne rend donc aucun son ; pour que la membrane puisse vibrer à une fréquence audible, il faut couper

Le courant produit par le signal à une fréquence audible. On y parvient au moyen d'un tikker qui peut être une sonnerie ordinaire.

Par contre, lorsqu'il s'agit de recevoir des ondes amorties, pendant la

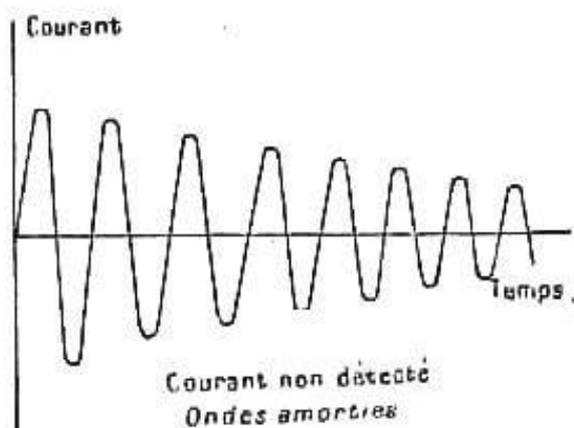


FIG. 170.

durée d'un signal, on a des trains d'oscillations qui s'évanouissent rapidement, le courant dans le téléphone s'interrompt tout seul et l'emploi d'un tikker est inutile : l'intervalle entre deux trains est de 5/1.000 à 5/10.000 de seconde, et la durée d'une onde est inférieure à 3/100.000 de seconde.

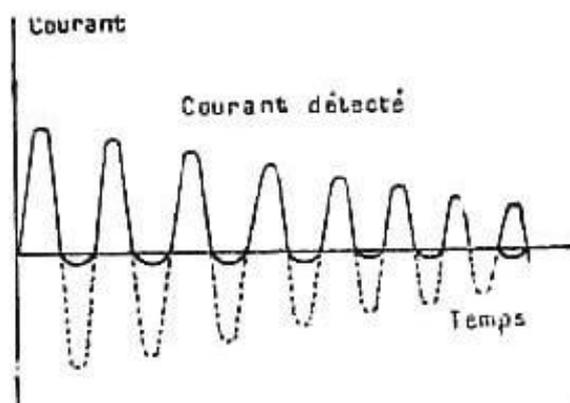


FIG. 170 bis.

FONCTIONNEMENT D'UN DÉTECTEUR. — Le détecteur doit changer la valeur du courant capté par l'antenne ; il laissera passer les courants positifs et arrêtera presque complètement les alternances négatives. On démontre que la valeur du courant détecté est proportionnelle au carré du potentiel alternatif appliqué aux bornes du détecteur. Pour obtenir une forte intensité, il est donc indispensable d'obtenir une grande tension.

Dans quelques détecteurs, il est nécessaire d'appliquer au préalable une tension constante aux bornes pour que la détection se fasse. Pour la galène ou sulfure de plomb, cette précaution n'est pas indispensable, et c'est pour ce motif qu'elle a connu et connaît toujours un succès justifié.

DÉTECTEUR A GALÈNE. — Un détecteur à galène se compose d'un cristal de galène sur lequel repose une pointe métallique. On place le cristal sur un support représenté (fig. 171). Tous les cristaux ne sont pas bons et tous les points d'un cristal ne le sont pas non plus. On cherche le point le meilleur par tâtonnements. On le fait plus sûrement au moyen d'un vibreur d'essai appelé buzzer. Il est constitué simplement par une sonnerie.

MONTAGE DU DÉTECTEUR. — On l'intercale en dérivation sur le circuit de réception entre deux points où il existe une grande différence de potentiel. D'ailleurs, une antenne, on l'a vu, a une période de vibration propre, et pour l'accorder sur une onde quelconque on place à sa base une self qui diminue sa fréquence. C'est aux bornes de la self qu'on placera le détecteur ; on augmente le potentiel en profitant des phénomènes de résonance ; le condensateur C_f permet le passage des oscillations de haute fréquence jusqu'au détecteur. (Fig. 172.)

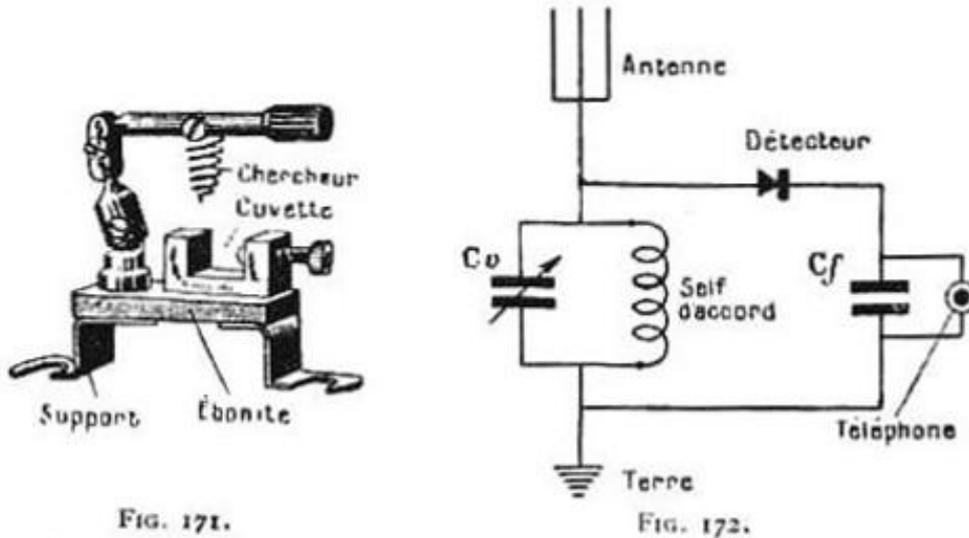


FIG. 171.

FIG. 172.

HÉTÉRODYNE. — Quand il s'agit d'ondes entretenues, le détecteur simple est insuffisant ; on peut employer le tikker, mais celui-ci ne permet pas d'utiliser l'énergie captée par l'antenne d'une manière totale ; on préfère l'hétérodyne. (Fig. 173.)

L'hétérodyne est un émetteur d'ondes entretenues à lampes de faible puissance que l'on fait agir sur le circuit oscillant. On peut faire varier à volonté la fréquence de cet émetteur (fig. 174) en agissant sur le condensateur d'accord C .

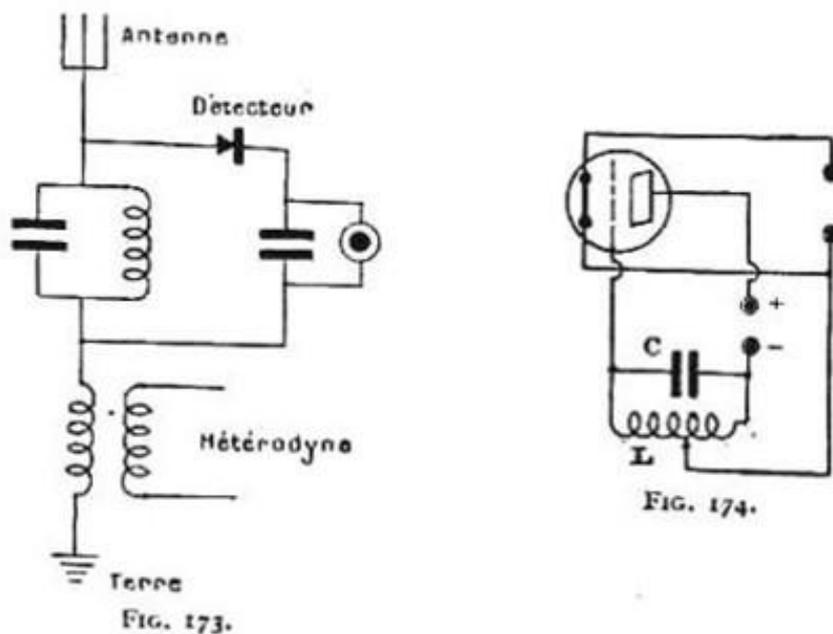


FIG. 174.

FIG. 173.

La fréquence f de l'hétérodyne est choisie très voisine de celle de l'émetteur F . Il se produit des battements dont la fréquence est égale à $F - f$, de la série acoustique. Il suffit de détecter cette fréquence pour avoir un son. (Fig. 175.)

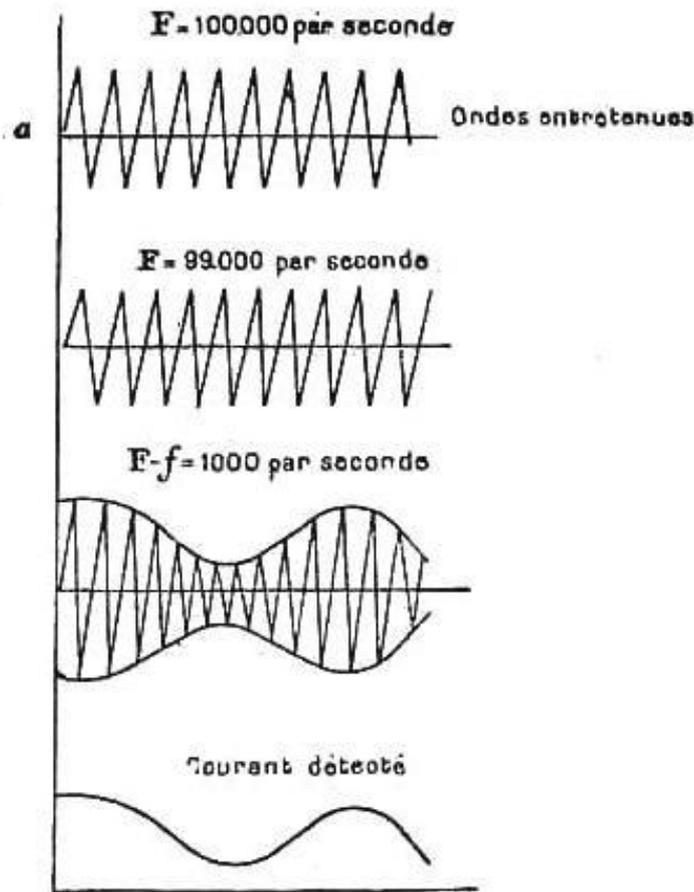


FIG. 175.

La figure 175 montre l'allure du phénomène; au moyen de diagramme, en *a*, on a un courant de fréquence $F = 100.000$ par seconde; en *b*, les oscillations de l'hétérodyne à 99.000 par seconde; en *c*, les battements produits par l'interférence des deux séries d'oscillations; enfin, en *d*, le courant détecté.

Pour qu'on puisse entendre le poste, il faut que

$$F - f < 5.000$$

ou

$$\frac{F - f}{F} < \frac{5.000}{F}$$

Comme $F = \frac{3 \times 10^8}{\lambda}$, λ étant la longueur d'onde captée par l'antenne,

$f = \frac{3 \times 10^8}{\lambda_1}$, λ_1 étant celle de l'hétérodyne, on a

$$\frac{\lambda_1 - \lambda}{\lambda_1} < \frac{5\lambda}{3 \times 10^8}$$

Lorsque λ est supérieur à 1.000 , 4.000 par exemple, on a

$$\frac{\lambda_1 - \lambda}{\lambda_1} < \frac{20.000}{300.000} = \frac{2}{30} = \frac{1}{15}$$

L'écart relatif des deux longueurs d'onde est de 1/15. Pour 40 mètres, cet écart sera

$$\frac{\lambda_1 - \lambda}{\lambda_1} < \frac{5 \times 40}{300.000} = \frac{2}{3.000} = \frac{1}{1.500}$$

L'écart relatif n'est plus que 1/1.500, ce qui correspond à un écart réel d'un peu plus de 2 millimètres.

L'utilisation de l'hétérodyne améliore beaucoup la réception, parce que le courant détecté varie proportionnellement au potentiel des ondes reçues, multiplié par le potentiel, que produit l'hétérodyne.

Remarque. — L'antenne reçoit non seulement l'onde que l'on désire écouter, mais aussi d'autres émissions ; si celles-ci sont plus fortes que la première ou plus rapprochées, on les entendra, bien que l'antenne ne soit pas réglée sur elles. On arrive à éliminer les émissions indésirables au moyen de circuits d'accord supplémentaires couplés lâchement avec l'antenne. Le dispositif le plus employé est reproduit figure 176 ; un autre moins utilisé,

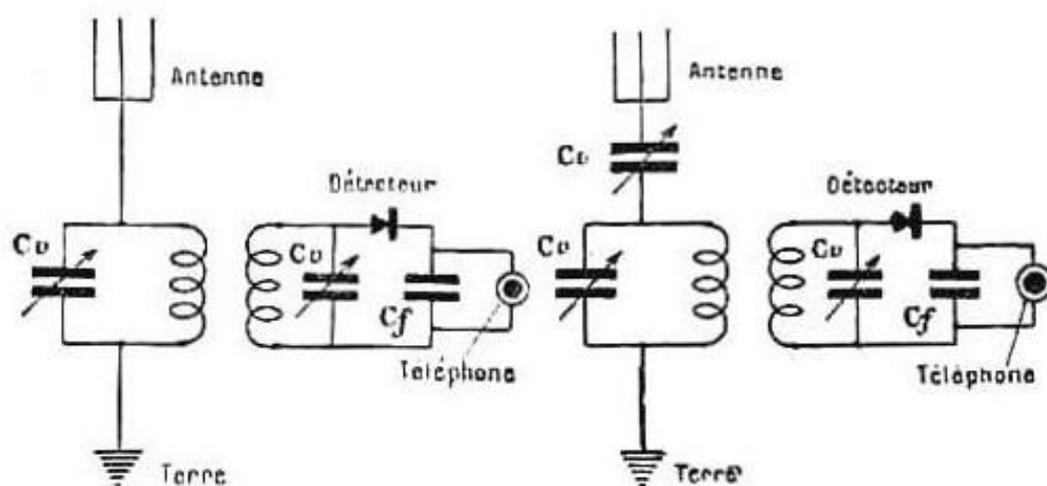


FIG. 176.

FIG. 177.

mais plus efficace, est représenté par la figure 177 qui comprend un condensateur d'accord de plus que le précédent.

D'autres combinaisons des couplages Oudin et Tesla peuvent être réalisées.

II. — RÉCEPTION DES ONDES AMORTIES OU ENTRETENUES AVEC DÉTECTION PAR LAMPE

GÉNÉRALITÉS. — La lampe à trois électrodes, dont nous avons fait connaître les propriétés générales, se prête merveilleusement à une excellente détection des ondes amorties et des ondes entretenues. On utilise pour cette opération la caractéristique de plaque dans sa courbure inférieure ou la caractéristique de grille. Nous allons étudier chaque cas particulier avec quelques détails.

DÉTECTION PAR L'UTILISATION DE LA CARACTÉRISTIQUE DE PLAQUE. — On peut employer deux dispositifs : le premier est indiqué par la figure 178, et le second par la figure 179. Dans les deux cas, le circuit oscillant, intercalé dans la grille et impressionné par les ondes captées, est connecté à un point dont le potentiel est inférieur à celui de l'extrémité négative du filament. Dans le premier cas, la résistance R provoque une chute de potentiel égale

à un volt, de sorte que la grille, connectée en *d*, a un potentiel inférieur de 1 volt à celui du point *a*. Dans le deuxième cas, la batterie *P*, à laquelle on adapte un potentiomètre, prend une tension inférieure à celle de *a* également. En pratique, c'est cette dernière disposition qu'on a adoptée en France.

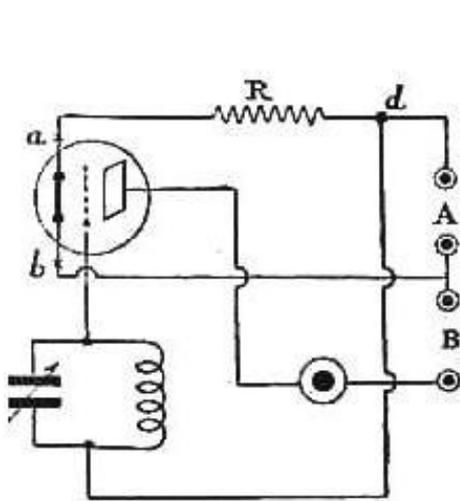


FIG. 178.

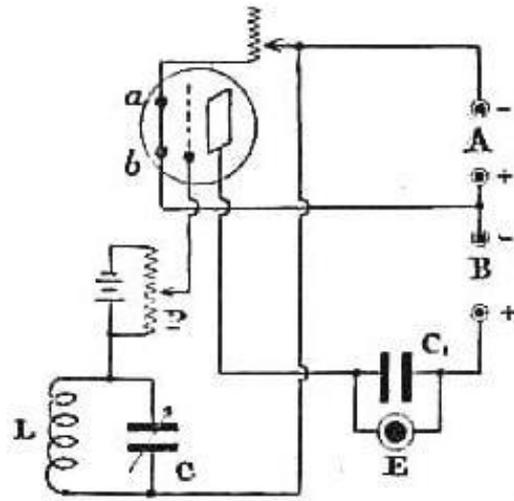


FIG. 179.

Supposons qu'on imprime à la grille des variations de tension amorties (fig. 180) : ces variations produisent dans le circuit de plaque des variations de courant. Mais, comme nous nous trouvons dans la partie courbe de la

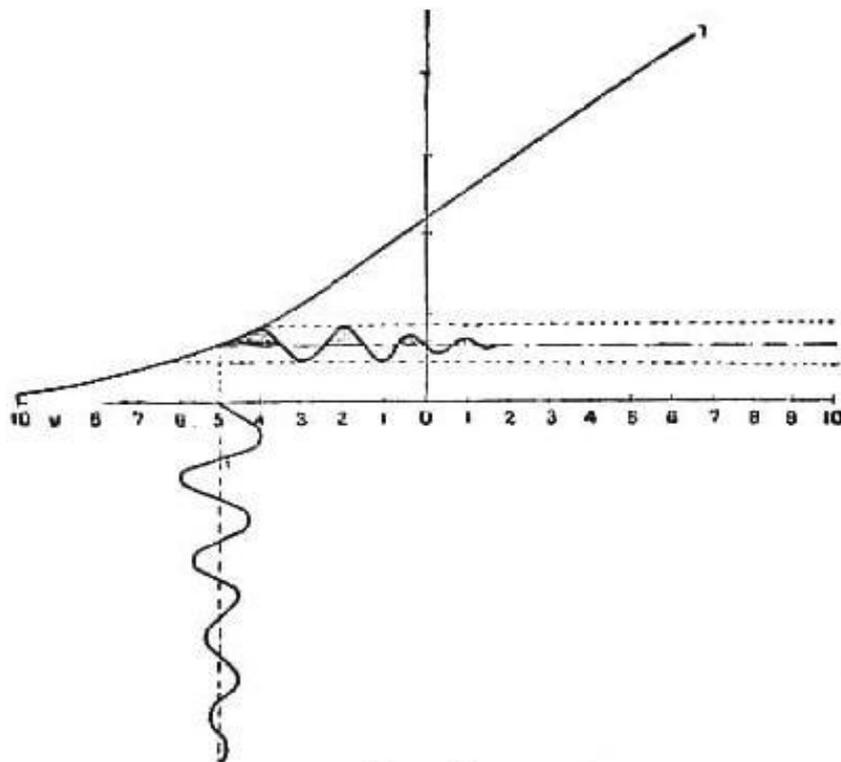


FIG. 180.

caractéristique, les alternances positives sont plus amples que les alternances négatives, la valeur moyenne du courant n'est donc plus nulle : il y a détection.

Supposons maintenant que les oscillations soient entretenues. La détection produit le même effet, mais comme les ondes se succèdent sans interruption, le téléphone reste fixé dans une position et ne vibre pas. Il faut donc produire ici encore des battements au moyen d'une hétérodyne et ce sont ces battements à fréquence acoustique que l'on détecte. (Fig. 181.)

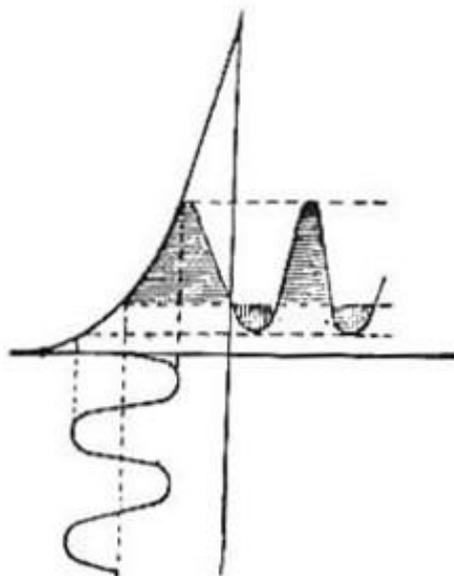


FIG. 181.

DÉTECTION PAR L'UTILISATION DE LA CARACTÉRISTIQUE DE GRILLE. — Le dispositif employé est indiqué par la figure 182 ; on voit que la pile et le potentiomètre sont remplacés par le condensateur c shunté au moyen de la résistance r , et, de plus, la grille est reliée, non au pôle — de la batterie de chauffage, mais au pôle +.

La résistance r d'une valeur de 3 à 4 mégohms a pour but de fixer le potentiel de grille à une valeur nulle, égal par conséquent à celui du point o de l'échelle des potentiels de grille.

Considérons la courbe caractéristique de grille. (Fig. 183.) La différence de potentiel entre les points H et G est égale à la tension V_f de la batterie de chauffage diminuée de la chute de voltage dans la résistance r , traversée par le courant i

$$u_o = V_f - ri_o.$$

Avec une batterie de 4 volts, r valant 4 mégohms, $i = \frac{4}{4 \times 10^6} = 1$ micro-

ampère. Cette relation représente graphiquement une droite, dont l'angle avec l'axe des u a une tangente très faible, $1/r$; elle coupe donc la caractéristique de grille près de l'origine O au point P . Si l'on superpose à la tension de grille une tension négative de haute fréquence u_y , on a

$$u_o + u_y = V_f - r(i_s + i_y)$$

ou

$$u_y = ri_y.$$

i_y varie entre P^*, Q'' et $P'Q'$; mais les variations positives P, Q , sont plus grandes que les variations négatives P^*Q'' , le potentiel moyen u_y est donc positif et la chute de tension dans la résistance est supérieure à ri_o . Il résulte que la tension moyenne de la grille est inférieure à $V_f - ri_o = OQ'$. La tension de grille ayant baissé, le courant plaque baisse aussi et la membrane du récepteur se déplace. Les variations de tension grille

provoquent des variations correspondantes du courant plaque, il y a donc détection et le courant détecté est proportionnel au carré de la tension alternative appliquée à la grille.

Ces conclusions sont valables pour un courant amorti ; quand il s'agit d'ondes entretenues, l'intervention de l'hétérodyne ne change pas l'allure générale du phénomène, mais le courant détecté est proportionnel à la fois à la tension appliquée à la grille et à la tension induite par l'hétérodyne. Celle-ci peut être très grande, aussi grande que le permet l'allure de la caractéristique de grille. Il y a donc non seulement détection, mais renforcement des signaux.

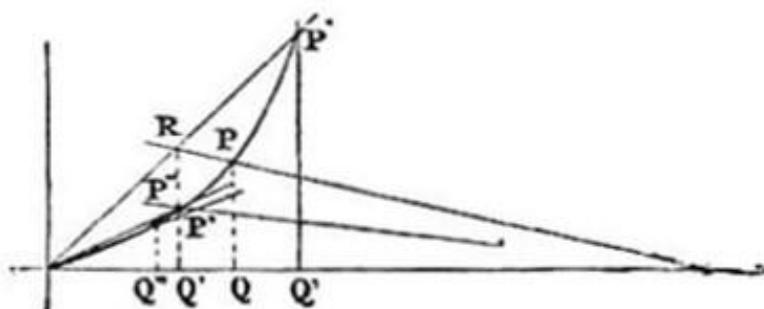


FIG. 183.

ROLE DU CONDENSATEUR C. — Le condensateur C a pour objet de transmettre à la grille les oscillations de haute fréquence. La réactance du condensateur, égale à $\frac{1}{C\omega} = \frac{1}{6,28 C f}$, f étant la fréquence, doit être de beaucoup inférieure à r qui amortirait les oscillations si elle existait seule.

Avec $C = \frac{1}{10.000}$, Z égale environ 32.000 ohms à la fréquence de 500.000

qui correspond à 500 mètres de longueur d'onde.

On voit qu'elle est à peine la 1.250^e partie de la résistance r .

Remarque. — Au lieu d'employer une hétérodyne séparée comme celle qui est représentée par la figure 174, on peut employer le dispositif *autodyne* dont le schéma théorique est indiqué par la figure 184. Au moyen de la self R on provoque dans L_1C_1 des oscillations de fréquence f telles que, F étant la fréquence des signaux reçus, on ait $F - f \leq 5.000$ environ. Pour cela, on est obligé de désaccorder le circuit L_2C_2 , qui n'est plus en résonance avec L_1C_1 , mais n'en diffère que très peu. Ainsi, quand F est égale à 500.000 (longueur d'onde, 600 m.), f sera égal ou supérieur à 495.000 (longueur d'onde, 606 m.). La différence est très faible et l'expérience montre que le résultat est excellent.

D'ailleurs, même avec une hétérodyne séparée, il serait bon de disposer une self R pour la coupler avec L_1 ; à la limite d'entretien, l'impédance de C_1L_1 accordée sur C_2L_2 est nulle, il suffit de se tenir un peu en dessous pour qu'il n'y ait pas d'oscillation, mais à ce moment l'impédance de C_1L_1 est encore pratiquement nulle. La sensibilité de l'appareil est alors énorme.

Remarque. — Lorsqu'on manœuvre le condensateur d'accord de l'hétérodyne, l'onde du circuit oscillant peut avoir une fréquence $f > F$ ou $f < F$, il y a donc deux points sur lesquels on entendra le poste : supposons $f > F$: si l'on a, par la manœuvre du condensateur de l'hétérodyne, $f - F$

= 5.000, on a un son aigu qui devient de plus en plus grave au fur et à mesure que f se rapproche de F . Lorsque $f = F$, on n'entend plus rien. Quand f est plus petit que F , le son est entendu d'abord grave, puis, à mesure que f diminue, le son devient aigu, puis il disparaît lorsque $F - f > 5.000$.

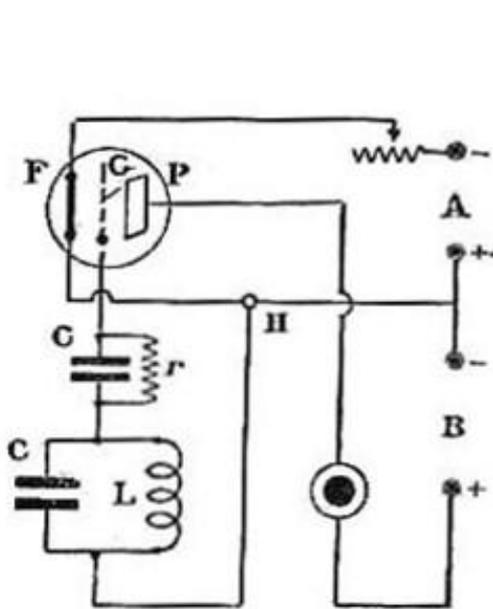


FIG. 182.

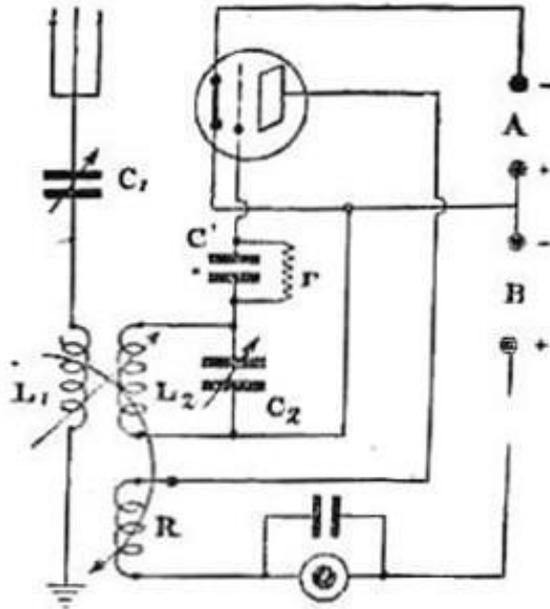


FIG. 184.

On voit par là que la méthode de réception par hétérodyne permet une sélection des signaux captés par l'antenne, puisqu'il suffit d'accorder F' sur ceux qu'on veut recevoir. Si une autre émission a une fréquence $F' > F \pm 5.000$, on ne l'entendra pas.

CHAPITRE VII

Amplification en haute, moyenne ou basse fréquence.

I. — HAUTE FRÉQUENCE.

GÉNÉRALITÉS. — On vient de voir que le courant détecté est soit proportionnel au carré de la tension alternative appliquée à la grille, soit au produit de cette tension par celle qu'induit l'hétérodyne dans le circuit de grille. Malgré l'amplification ainsi obtenue, il peut arriver que la tension appliquée soit tellement faible que le courant de plaque obtenu soit incapable d'actionner le téléphone. Si l'on veut quand même recevoir un poste lointain, on a recours à l'amplification en haute fréquence, de manière à accroître la valeur de la tension grille.

Les procédés employés sont basés encore sur les propriétés des lampes à trois électrodes : on couple les lampes entre elles, soit par résistances et capacités, soit par circuit accordé et capacité, soit par transformateurs. Nous allons étudier chacun de ces procédés avec quelques détails.

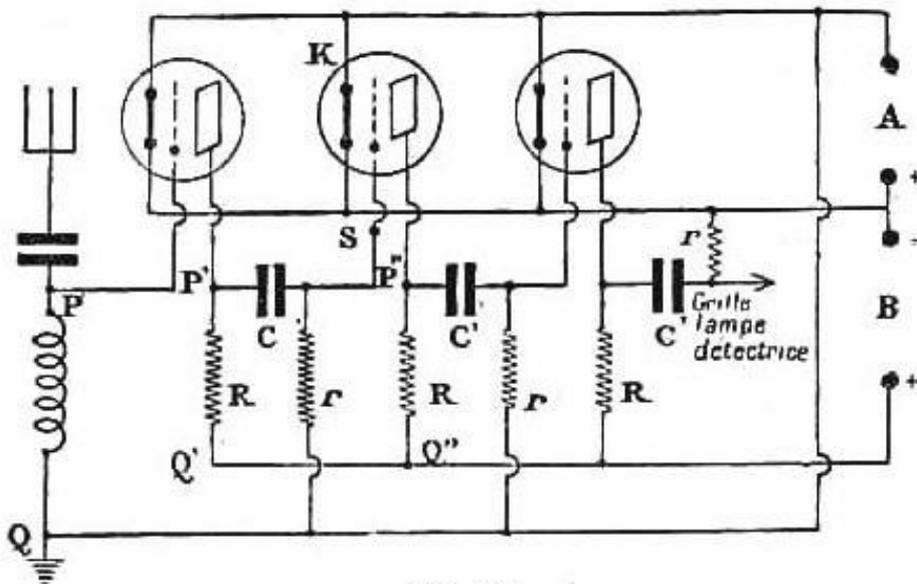


FIG. 185.

A. Amplification par résistances et capacités.

L'amplification a pour fondement la relation qui existe entre les éléments de la lampe à trois électrodes

$$p'_{p} = Ku_{g} + V_{p}$$

Donnons à la plaque une valeur initiale V_{p0} , à la grille une valeur initiale u_{g0} , le courant de plaque initial I_{p0} a la valeur donnée par la relation

$$I_{p_0} = Ku_{p_0} + V_{p_0}$$

Appliquons maintenant à la grille une tension alternative u_{g_2} . Au courant de plaque initial se superpose un courant alternatif i_{p_2} et le courant total devient

$$\rho (I_{p_0} + i_{p_2}) = K (u_{p_0} + u_{g_2}) + V_{p_0}$$

On tire

$$i_{p_2} = Ku_{g_2}$$

Le courant de plaque est donc le même que si le potentiel appliqué à la plaque était K fois plus fort que le potentiel u_g .

Le dispositif employé est celui de la figure 185, où la dernière lampe est détectrice. Les oscillations de l'antenne sont communiquées à la grille de la première lampe au moyen des connexions P et Q. Dans le circuit d'anode de la première lampe, on intercale une résistance R beaucoup plus grande que la résistance ohmique interne de la lampe. Les variations alternatives du courant d'antenne, communiquées à la grille, provoquent des changements correspondants de la tension aux bornes de la résistance R . On les communique à la deuxième grille qui agit comme la première, et ainsi de suite.

Le courant alternatif i_{p_2} devient avec une résistance plaque égale à R ,

$$i_{p_2} = \frac{Ku_g}{R + \rho}$$

la différence de potentiel Ri_{p_2} aux bornes P' et Q' de R a pour valeur

$$Ri_{p_2} = \frac{Rku_g}{R + \rho} = \frac{K}{1 + \frac{\rho}{R}} u_g$$

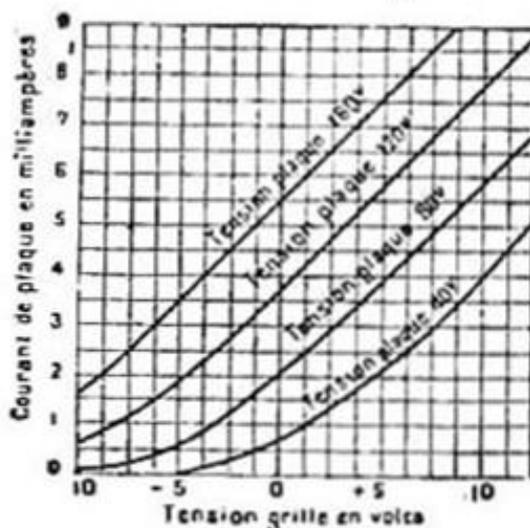


FIG. 186.

L'amplification résultante n'est donc plus égale à K fois la tension appliquée à la grille, mais plutôt à $K / 1 + \frac{\rho}{R}$ fois, plus petit que K .

En France, quelles que fussent les caractéristiques des lampes, on faisait jadis $R = 70.000$ à 80.000 ohms, pour une tension plaque de 80 volts et pour une valeur de ρ égale à 25.000 ohms. Dans ce cas, le facteur d'amplification était multiplié par $3/4$.

On a le droit de se demander si cette manière de procéder était correcte et, pour préciser les résultats, on envisagera des cas concrets avec des indications chiffrées.

Considérons la lampe métal type TM, dont le réseau des caractéristiques est donné par la figure 186 et dont les éléments ont pour valeur

$$\begin{aligned} V_f &= 4 \text{ volts} & I_f &= 0,7 \text{ ampères.} \\ V_{ao} &= 40 \text{ à } 160 \text{ volts} & \rho &= 25.000 \text{ ohms} & K &= 10 \end{aligned}$$

On peut vérifier que la résistance intérieure vaut bien 25.000 ohms. Pour une tension grille de 0 volts, une tension plaque de 80 volts donne un courant de 2 milliampères ; pour 120 volts, ce courant passe à 3,6 milliampères. Pour une augmentation de 40 volts à la tension plaque, l'augmentation du courant est 1,6 milliampères, la résistance vaut donc

$$\rho = \frac{40}{\frac{1,6}{10^6}} = 25.000 \text{ ohms.}$$

Vérifions aussi que le facteur d'amplification vaut 10. On a un courant plaque de 2,5 mA pour une tension plaque de 80 volts et une tension grille de 5/4 de volts ; on aura le même courant pour 40 volts plaque et 5 + 5/4 de volts à la grille. A une différence de potentiel grille de 5 volts correspond donc une tension plaque de 40 volts ; le coefficient d'amplification est donc égal à 8 au lieu de 10.

Cela posé, la tension de grille étant nulle, appliquons à la plaque une tension de 80 volts et intercalons dans le circuit de plaque une résistance de 75.000 ohms. La résistance totale du circuit est 25.000 + 75.000 = 100.000.

Le courant plaque sera égal à $\frac{80}{100.000} = 0,08$ milliampère et la chute de tension dans la résistance extérieure, $0,08 \times 75.000 = 60$ volts. La tension plaque n'est plus que de 20 volts. Nous ferons à cette tension travailler la lampe dans la partie coudée inférieure de la caractéristique ; il y a donc déformation des signaux. La solution est mauvaise.

Au contraire, nous aurions un fonctionnement régulier avec la lampe métal CL 504, dont les caractéristiques sont données figure 187 et dont les éléments ont les valeurs suivantes

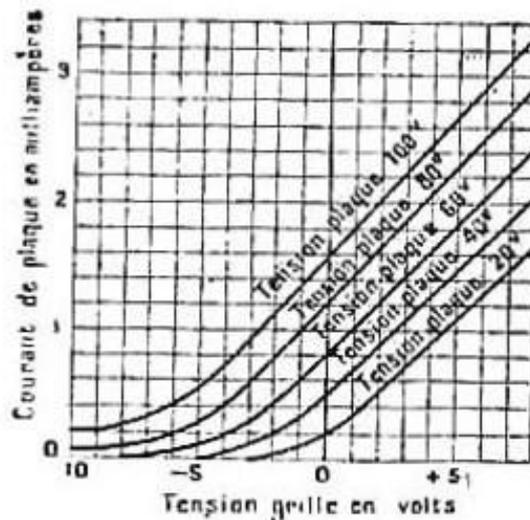


FIG. 187.

$$\begin{aligned} V_f &= 3,5 \text{ volts} & I_f &= 0,5 \text{ ampère.} \\ V_{pe} &= 20 \text{ à } 100 \text{ volts} & \rho &= 40.000 \text{ ohms} & K &= 10. \end{aligned}$$

Intercalons 80.000 ohms dans la plaque et une tension de 80 volts ; la tension grille étant nulle, le courant vaut

$$\frac{80}{120.000} = 0,66 \text{ milliampère.}$$

La chute de tension dans la résistance est de $0,66 \times 80.000 = 52,8$ volts, la tension appliquée à la plaque est de

$$80 - 52,8 = 27,2.$$

Dans cette région, le réseau des caractéristiques nous montre que l'on se trouve dans la zone de la ligne droite; mais alors le coefficient d'amplification est égal à

$$\frac{K}{1 + \frac{\rho}{R}} = 6,66,$$

c'est-à-dire à peine les deux tiers du coefficient normal. Pour avoir une amplification plus forte, il faudrait, par exemple, un coefficient égal aux $9/10$ de K . On aurait

$$\frac{1}{1 + \frac{\rho}{R}} = \frac{9}{10} \text{ d'où } R = 9\rho = 360.000 \text{ ohms.}$$

Nous sommes alors dans l'obligation d'augmenter la valeur de la tension plaque pour faire rester le point de fonctionnement à 27,2 volts ou 30 volts en moyenne. On serait amené ainsi à une tension plaque de 300 volts. Ce n'est guère économique et, d'ailleurs, la lampe ne peut les supporter. Avec 100 volts, qui est le maximum de tension plaque, et une résistance $R = 100.000$ ohms, on a

$$i_p = \frac{100}{140.000} \text{ ampère} = \frac{1}{1.400}.$$

La chute de tension dans la résistance est $\frac{1}{1.400} \times 100.000 = \frac{1.000}{14}$ volts;

la d. d. p. appliquée à la plaque vaut

$$100 - \frac{1.000}{14} = 35,7 \text{ volts.}$$

On se trouve dans la partie rectiligne des caractéristiques; l'amplification se fait dans de bonnes conditions de pureté, mais l'amplification elle-même est égale aux $5/7$ de K , c'est-à-dire à 7,1. Cela veut dire que si l'on applique un volt à la grille, l'effet dans la plaque sera le même que si l'on y plaçait une f. e. m. de 7 volts.

Ainsi, nous voyons qu'avant de placer une résistance dans la plaque et d'appliquer une tension déterminée, il faut examiner de très près les conditions de fonctionnement.

Faisons maintenant intervenir les oscillations de haute fréquence: elles font varier la tension de grille entre les valeurs $-u_g$ et $+u_g$, si la tension initiale est nulle. Supposons que cette variation soit, pour simplifier, égale à 1 volt. Le courant de plaque qu'elle produit sera égal à

$$\frac{10}{140.000} = 0,07 \text{ milliampère.}$$

La chute de tension dans la résistance sera

$$0,07 \times 100.000 = 7 \text{ volts,}$$

qui est en même temps la d. d. p. entre P' et Q' .

Il s'agit de transmettre cette différence de potentiel à la grille de la lampe suivante : on le fait au moyen du condensateur C' . Or, le montage entre $P'Q'$ et la grille de la deuxième lampe est équivalent à celui de la figure 188 où r_g représente la résistance grille filament. On a un condensateur C' en série avec la résistance composée X telle que

$$\frac{1}{X} = \frac{1}{r_g} + \frac{1}{r} = \frac{r + r_g}{rr_g},$$

d'où $X = \frac{rr_g}{r + r_g}$. La résistance de grille r_g vaut environ 2 mégohms, si

l'on prend une résistance $r = 2$ mégohms $X = 1$ mégohm. Il faut que la réactance du condensateur C soit incomparablement plus petite pour que la différence de potentiel entre P' et Q' soit transmise en entier à la grille de la seconde lampe on doit donc avoir

$$\frac{1}{2\pi f C} < X$$

d'où

$$\frac{1}{2\pi f X} < C$$

Il faut fixer un ordre de grandeur à la réactance de capacité ; alors si l'on fait

$$\frac{1}{6,28 f C} \leq \frac{X}{1.000}$$

on a la condition

$$C > \frac{1}{6,28 f X}$$

à la fréquence $f = 500.000$ (onde de 600 mètres), on a

$$C > \frac{1}{31,4 \times 10^6} \text{ farads}$$

$$C > \frac{1}{31,4} \times \frac{1}{10^2} \text{ microfarad.}$$

Pour l'onde de 600 mètres, $C = 3/10.000$ de microfarad. La capacité de liaison doit varier avec la fréquence des signaux reçus ; pour tenir compte de ce fait, on devrait avoir un condensateur variable qu'on ajusterait dans chaque cas particulier. En pratique, la valeur de la capacité de liaison est limitée supérieurement par celle de détection.

Petites ondes. — Ces conclusions ne sont plus valables pour les petites ondes au-dessous de 1.000 mètres, l'amplification est inférieure aux nombres indiqués plus haut. La raison réside dans l'existence des capacités filament grille, filament plaque, grille plaque, dont la valeur apparente est donnée par la relation

$$C_{app} = C/f + C/p + (z + 1) C_{gp}.$$

Or, cette capacité apparente mesurée à l'état statique ne dépasse guère 10 centimètres, mais, par suite de l'existence du facteur z elle atteint 50 à 120 centimètres, c'est-à-dire de 5 à 12 cent millièmes de microfarad environ.

Elle est en parallèle avec la résistance de plaque. Pour l'onde de 600 mètres, fréquence 500.000, sa réactance vaut, en adoptant pour sa valeur 0,00005 μ/f

$$Z = \frac{1}{6,28 \times 500.000 \times \frac{5}{10^{11}}} = 6.400 \text{ ohms environ.}$$

La résistance résultante sera inférieure à cette valeur et on aura beau augmenter la résistance plaque, on ne changera rien à ce résultat.

Cela posé, le pouvoir amplificateur de la lampe est :

$$\alpha = K \frac{R}{R + \rho}$$

L'amplification disparaît si $\alpha = 1$, c'est-à-dire si l'on a :

$$R = \frac{\rho}{K - 1}.$$

Avec la lampe que nous avons considérée $\rho = 40.000$ $K = 10$

$$R = \frac{40.000}{9} = 4.400 \text{ ohms.}$$

Avec la lampe dont il s'agit, cette circonstance se présente lorsque la fréquence vaut 725.000, c'est-à-dire pour l'onde de 414 mètres environ. Nous verrons plus tard comment on a tourné la difficulté.

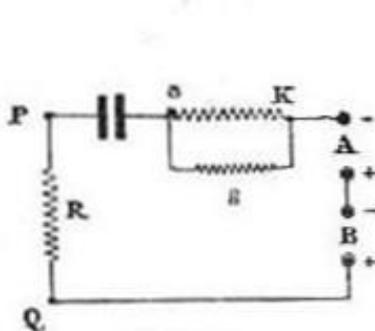


FIG. 188.

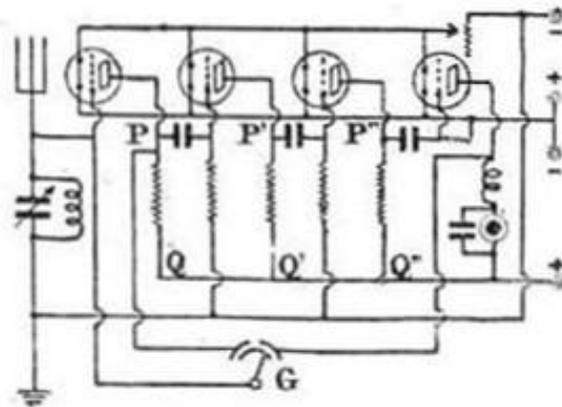


FIG. 189.

Remarque I. — L'emploi des condensateurs C' est indispensable pour transmettre la d. d. p. de $P' Q'$ à la deuxième lampe ; si cet organe n'existait pas, la grille serait à la tension continue du point P' , le courant plaque atteindrait, dans la deuxième lampe, sa valeur de saturation et on n'aurait aucune oscillation. L'amplificateur serait muet.

Remarque II. — Quand la tension grille de la première lampe croît, le courant plaque croît, la chute de tension dans le circuit plaque croît et le potentiel de la plaque diminue.

La tension transmise à la deuxième grille est donc en décroissance, alors que celle de la première est en croissance, il y a opposition. La troisième grille vibrera en phase avec la première, la quatrième avec la deuxième et ainsi de suite.

On a remarqué, M. Brillouin notamment, à qui est dû le procédé d'amplification par résistance, qu'il peut se produire des amorçages d'oscillations entre les circuits d'entrée et de sortie. Avec un condensateur G à triple armature, on couple la première lampe et la quatrième lampe, qui est une détectrice. Lorsque les oscillations sont près de s'amorcer, la résistance diminue considérablement et l'amplification augmente. On a donc le soin de régler très près de la limite d'amorçage. La self L produit des variations de tension transmises à la première lampe par G . Les oscillations de la

quatrième lampe sont en phase avec celles de la deuxième ; on peut donc faire le couplage entre ces deux tubes, le déphasage sera faible et l'amplification sera encore plus grande. (Fig. 189.)

B. Amplification à impédances et capacités.

Au lieu d'employer des résistances, on peut utiliser des impédances ; lorsqu'on place une bobine de self dans le circuit de plaque d'une lampe, le courant I_p qui y circule vaut

$$I_p = \frac{K u_g}{(\sqrt{\rho + R})^2 + \omega^2 L^2}$$

K étant le facteur d'amplification, u_g la tension alternative appliquée à la grille, ρ la résistance intérieure, R celle de la bobine, dont le coefficient de self inductance est L , ω la pulsation égale $6,28 f$, f fréquence de l'onde reçue.

En général, R est faible vis-à-vis des autres facteurs et on peut la négliger comme nous l'avons fait jusqu'ici ; alors

$$I_p = \frac{K u_g}{\sqrt{\rho^2 + \omega^2 L^2}}$$

et la chute de potentiel dans la self est égale à

$$V_p = \omega L I_p = \frac{\omega K I_g u_g}{\sqrt{\rho^2 + \omega^2 L^2}}$$

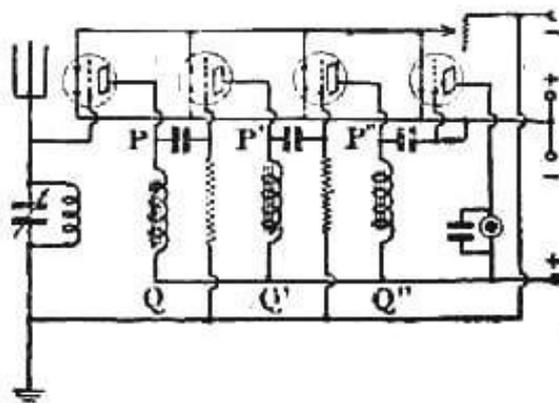


FIG. 190.

le pouvoir amplificateur devient

$$\frac{K \times \omega L}{\sqrt{\rho^2 + \omega^2 L^2}}$$

Il est donc fonction de la fréquence et est maximum pour ωL égal à l'infini ; pour cette dernière valeur, le pouvoir amplificateur devient égal à 1.

Si l'on fait $\omega L = \rho$, on a

$$z = \frac{K\sqrt{2}}{2} = 0,707 K.$$

Or, dans les lampes françaises du type universel ρ vaut 10.000 à 25.000 ohms en général. Pour avoir $\omega L = 25.000$, il faut pour les ondes du broadcasting par exemple (maximum 3.000 mètres) prendre une self de 40.000 microhenrys.

Il est difficile d'obtenir des selfs variables suivant l'onde reçue, aussi a-t-on pris l'habitude d'augmenter la valeur de l'inductance au moyen d'un noyau de fer doux. Comme le courant est faible, le coefficient de perméabilité μ est très élevé et l'on obtient la valeur de 25.000 ohms pour une self environ 200 fois plus petite.

Mais les enroulements de self ont une capacité répartie assez importante ; elle a pour valeur minimum vingt micro-microfarads. Elle constitue avec la self un circuit oscillant qui amplifie énormément les ondes en résonance avec sa propre fréquence, mais beaucoup moins les autres. La solution est donc imparfaite. Néanmoins, on a beaucoup construit des appareils de ce genre dont le schéma est donné par la figure 190 ; on voit qu'il est identique à l'amplificateur à résistance et il présente les mêmes inconvénients pour les ondes courtes.

C. Amplificateurs à résonance.

Du moment que les impédances, malgré le soin qu'on apporte à leur construction, possèdent une période propre de vibration, il vaut mieux ajuster celle-ci à la fréquence des oscillations, au moyen d'un condensateur variable. On peut, dans ce cas, supprimer le fer et se contenter d'une bobine de self ordinaire. On a alors le dispositif de la figure 191 identique aux 2 figures précédentes, mais où la résistance et l'impédance de plaque sont remplacées par un circuit oscillant.

Les oscillations du circuit d'antenne sont communiquées à la grille de la première lampe ; il en résulte une différence de potentiel alternatif amplifié qui est communiqué à la grille de la deuxième lampe par le condensateur C ; les oscillations de cette grille sont amplifiées dans la plaque et on les communique à la grille suivante et ainsi de suite. La dernière lampe est détectrice.

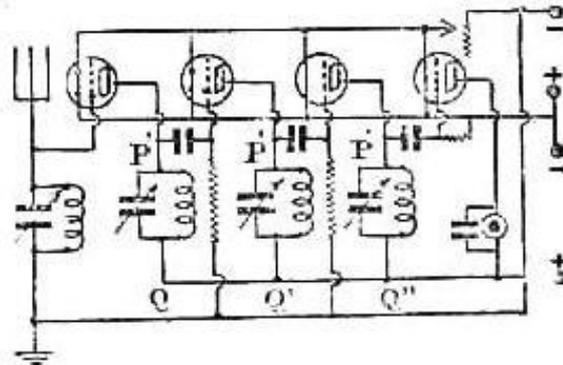


FIG. 191.

Étudions le pouvoir amplificateur d'un tel système. La résistance apparente du circuit embroché dans la plaque est égale, on l'a vu, à

$$Z = \frac{L}{CR} =$$

ou à cause de la condition de résonance $\omega^2 CL = 1$ ($\omega = 2\pi f = 6,28f$)

$$Z = \frac{\omega^2 L^2}{R}$$

Pour la fréquence de résonance, l'impédance est donc infinie. On a un courant de haute fréquence nul, et de la relation

$$I_p = \frac{1}{p} (Kug + vp) = 0,$$

on tire

$$-vp = Kug.$$

La tension aux bornes P et Q est donc égale à K fois la tension de haute fréquence appliquée à la grille. Le pouvoir amplificateur de la combinaison est égal au coefficient d'amplification.

Mais ceci est vrai seulement pour la fréquence de résonance. On a vu que pour un circuit analogue constitué par une self de 405 microhenrys et

une capacité de $\frac{1}{1.000}$ de microfarad, dont la fréquence de vibration est

égale à 250.000, correspondante à 1.250 mètres de longueur d'onde, l'impédance infinie pour 250.000 périodes, s'abaissait à 311 ohms pour la fréquence de 100.000. De même pour 255.000 et 245.000 périodes la résistance apparente tombe à 10.000 ohms. Le courant produit par une tension de 1 volt à cette fréquence donne dans la plaque un courant

$$I_p = \frac{Kug}{p + 10.000}.$$

Avec une résistance intérieure de 25.000 ohms et un coefficient d'amplification égal à 10

$$I_p = \frac{10}{35.000} = 0,000.286 \text{ ampères,}$$

la différence de potentiel aux bornes du circuit oscillant est

$$vp = 10.000 I_p = 2,86 \text{ volts.}$$

Le pouvoir amplificateur de cette fréquence tombe à 2,86. Or, on verra que l'émission radiophonique comprend des fréquences qui vont de $F - 5.000$ à $F + 5.000$, F étant la fréquence fondamentale. Il n'y a donc pas amplification uniforme pour toutes les fréquences qui constituent l'onde radiophonique.

Mais ce n'est pas le seul inconvénient de ce système : des oscillations parasites s'amorcent très facilement et rendent toute écoute impossible.

On remédie à cet inconvénient en augmentant la résistance ohmique des circuits. La résonance diminue, l'amorçage d'oscillation est rendu plus difficile, le courant conserve une intensité constante entre des limites assez larges ; mais alors toute sélection est devenue impossible. Il vaut mieux recourir à l'ampli à résistance.

Les autres éléments sont identiques à ceux des amplis à résistance.

D. Amplification par transformateur.

Au lieu des couplages précédents, on préfère souvent intercaler entre les lampes amplificatrices des transformateurs de liaison. Le dispositif employé dans ce cas est celui de la figure 192. Les oscillations de haute fréquence captées par l'antenne sont transmises à la grille de la première lampe ; elles produisent dans la plaque une différence de potentiel à même fréquence amplifiée ; au moyen du transformateur PS on la commu-

nique à la grille de la deuxième lampe qui agit comme la première et ainsi de suite.

Appelons M le coefficient d'induction mutuelle entre P et S , la tension dans la grille de la deuxième lampe est

$$u_{g2} = \omega M I_p$$

Faisons intervenir le coefficient de couplage $x = \frac{M}{\sqrt{P \times S}}$

on a $M = x \sqrt{P \times S}$ et $u_{g2} = \omega x \sqrt{P \times S} \times I_p$.

Or, I_p a pour valeur le courant donné par l'expression

$$I_p = \frac{K u_{g1}}{\sqrt{P^2 + \omega^2 P^2}}$$

par suite

$$u_{g2} = \frac{\omega x K u_{g1} \times \sqrt{P \times S}}{\sqrt{P^2 + \omega^2 P^2}}$$

Le maximum de u_{g2} se présente pour $P^2 = \omega^2 P^2$, c'est-à-dire que la résistance apparente du primaire du transformateur doit être égale à la résistance de l'espace filament plaque. Si on adopte $\rho = 25.000$ ohms, on a :

$$\omega P = 25.000.$$

On voit donc que la valeur de la self primaire P doit varier avec la longueur d'onde.

Pour $\lambda = 300$ mètres par exemple $\omega = 6,28 \times 1.000.000 = 6 \times 10^6$ à peu près : on a :

$$6 \times 10^6 \times P = 25.000,$$

d'où l'on tire

$$P = \frac{25.000}{6 \times 10^6} = 4.000 \text{ microhenrys environ.}$$

Or, nous avons déjà vu qu'on ne peut construire de self sans capacité répartie. Celle-ci a une valeur minimum d'environ 2/100.000 de microfarad qui, combinée avec la valeur de l'enroulement, donne l'onde de

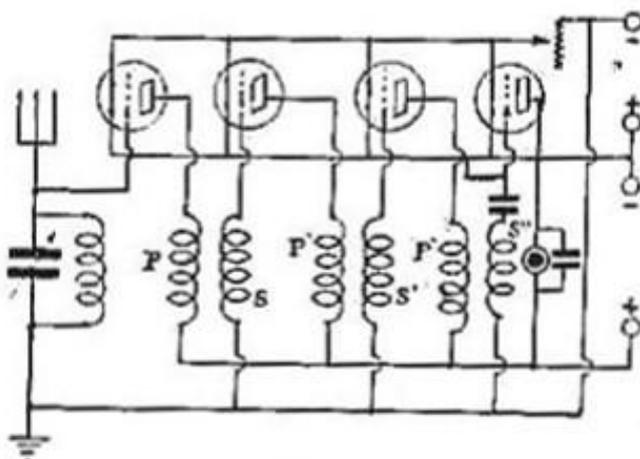


FIG. 192.

527 mètres. En vertu de ce que nous avons dit plus haut à propos de l'amplificateur à résonance, il y aura donc un maximum d'amplification pour l'onde de 527 mètres. Pour celle de 300 mètres, elle sera beaucoup plus faible que ne l'indique la formule établie plus haut.

Puisque P a une longueur d'onde d'oscillation, il vaut mieux l'accorder sur toutes les ondes captées au moyen d'un condensateur variable. Pour la fréquence reçue, correspondante à l'accord du primaire P , l'impédance sera infinie, on peut négliger ρ , alors le courant dans P sera :

$$I_p = \frac{K u_{g1}}{\omega P}$$

et la tension transmise à la grille de la deuxième lampe aura pour valeur :

$$u_{g2} = n_{g1} \times \frac{\omega x K \sqrt{P \times S}}{\omega P} = u_{g1} \times Kx \sqrt{\frac{S}{P}}$$

Mais cette condition n'est valable que pour la seule onde reçue. S'il s'agit d'une onde complexe téléphonique dans laquelle ω varie de 6,28 ($F - 5000$) à 6,28 ($F + 5000$) la simplification ne peut plus être admise, et la déformation de l'amplification signalée à propos des amplificateurs à résonance se reproduit ici.

Nous signalons que si P doit être aussi petit que possible pour que u_{g1} soit maximum, il ne faut pas que S soit trop grand, sinon la capacité répartie de son enroulement serait capable de court-circuiter la résistance filament grille. Si P a 50 microhenrys, la valeur raisonnable de S est de 200 microhenrys. On a, pour pouvoir amplifier

$$\alpha = Kx \sqrt{\frac{200}{50}} = 2 Kx.$$

Si le coefficient d'accouplement est 0,5 $\alpha = K$, si le couplage est plus faible 0,2 par exemple $\alpha = 0,4 K$. Ce qui donne une amplification inférieure, à l'appareil à résistance.

Au lieu d'accorder le primaire, on peut accorder le secondaire seulement (fig. 192 bis). Dans ce cas on obtient facilement comme conditions de puissance maximum les relations suivantes :

$$u_{g2} = \frac{L_o \times I^2 \times M \times S \times K}{R_s \rho + \omega^2 M^2} \times u_{g1}$$

R_s étant la résistance ohmique en haute fréquence de l'enroulement secondaire. L'amplification est le rapport de u_{g2} à u_{g1} . On a donc

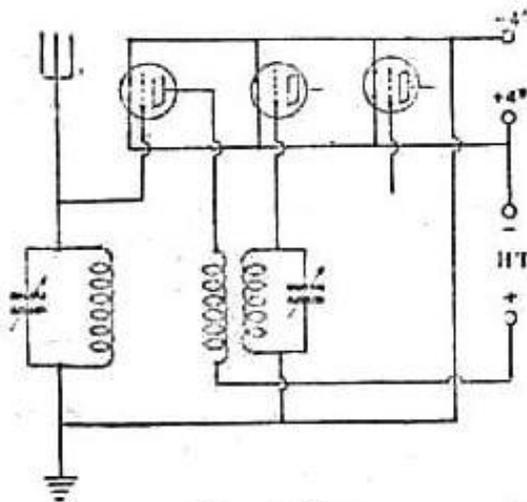


FIG. 192 bis.

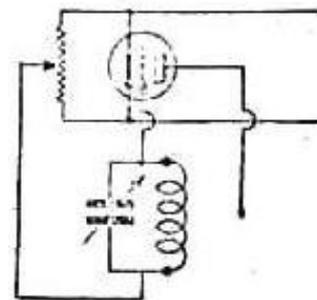


FIG. 192 ter.

$$\frac{ug^2}{ug^1} = \frac{L_0 \times f^2 \times M \times S \times K}{R_s \times \rho + \omega^2 H^2}$$

Le maximum a lieu pour $\omega^2 M^2 = R_s \times \rho$
 d'où $M = \frac{\sqrt{\rho \times R_s}}{\omega}$

et l'amplification a alors pour valeur

$$\frac{ug^2}{ug^1} = \frac{40 f^2 M \times S \times K}{2 \cdot 40 f^2 M^2} = \frac{S}{2 M} \times K$$

Soit une lampe à écran de grille de résistance $f = 200.000$ ohms et de coefficient $K = 150$; cherchons l'amplification sur 300 mètres ($f = 10^6$). Alors $S = 200$ microhenrys, $R_s = 2$ ohms environ il vient

$$M = \frac{\sqrt{200.000 \times 2}}{6,28 \times 10^6} = \frac{6,33 \times 100}{6,28 \times 1.000.000} = \frac{1}{10.000} \text{ environ.}$$

c'est-à-dire 100 microhenrys environ ; l'amplification est égale alors à K . Pour qu'elle soit supérieure à K on doit avoir une induction mutuelle inférieure à la moitié de la self secondaire.

Remarque I. — L'amplification en haute fréquence est souvent troublée par des accrochages parasites qu'on empêche en connectant le retour des grilles, non pas au moins 4 mais à un potentiomètre de 600 ohms entre le + et le — 4. On introduit aussi dans le circuit de grille une résistance qui lui enlève la possibilité d'osciller librement (*fig. 192 ter*).

Remarque. — Dans les amplificateurs que nous venons d'étudier, la dernière lampe détectrice est montée comme s'il s'agissait d'une réception en ondes amorties, ou en ondes téléphoniques. S'il s'agit d'ondes entretenues pures, une hétérodyne ou une autodyne (page 152) est indispensable.

II. — AMPLIFICATION EN MOYENNE FRÉQUENCE.

Nous avons vu que l'amplification par impédance, résonance ou transformateur donnait d'excellents résultats pour une onde unique, mais qu'il était plus avantageux d'utiliser les amplificateurs à résistance lorsqu'il s'agissait d'ondes complexes telles que les ondes radiophoniques. Aucune différence dans l'amplification ne se présentait alors pour les différentes fréquences de l'onde complexe. Cependant, cette solution n'était guère praticable pour les ondes courtes et il valait mieux alors opérer un changement de la fréquence de l'onde reçue que l'on rend plus faible. La capacité interne des lampes peut être alors négligée et l'amplification se fait normalement.

Les appareils employés dans ce but se nomment des changeurs de fréquence.

Le type le plus ancien de changeur de fréquence est le superhétérodyne dont le schéma de principe est donné figure 193.

Les oscillations captées par l'antenne interfèrent dans le circuit $C_1 L_1$ avec les oscillations provoquées par R dans $C_1 L_1$ et produisent des battements inaudibles qui sont détectés et communiqués par la self L_2 au secondaire L_3 de la deuxième lampe qui les amplifie, les communique à la troi-

sième et ainsi de suite. Dans la dernière lampe, on les détecte à nouveau par le procédé autodyne. Les oscillations qui sont amplifiées dans les étages 2, 3 et 4 sont dites oscillations de moyenne fréquence. Au lieu de

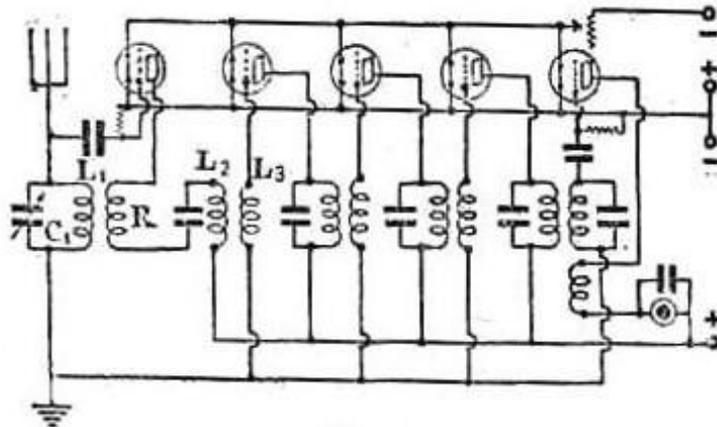


FIG. 193.

transformateur à primaire accordé, on peut employer des étages à résonance ou à impédance ou à résistance et ce sont les plus préférables ; mais alors, il convient d'assurer la sélectivité avant la première lampe.

Si l'on choisit comme onde moyenne fréquence celle de 6.000 mètres par exemple, ce qui correspond à 50.000 périodes par seconde, le circuit C_1L_1 devra être accordé de manière que les battements entre les ondes captées par l'antenne et celles qui se produisent dans le circuit C_1L_1 aient une différence de 50.000 périodes.

Admettons par exemple que l'on veuille recevoir les ondes de 300 mètres. Leur fréquence est de 1.000.000 ; le circuit C_1L_1 sera accordé sur 950.000 ou 1.050.000 c'est-à-dire sur l'onde de 315 ou sur celle de 285 mètres. Le dernier circuit dans la grille de la cinquième lampe sera par contre sur 51.000 ou 49.000, c'est-à-dire sur l'onde de 6.122 ou sur celle de 5.882 mètres.

Un autre type de changeur de fréquence est fondé sur les propriétés de la lampe bigrille. Le schéma est donné par la figure 194. Les oscillations

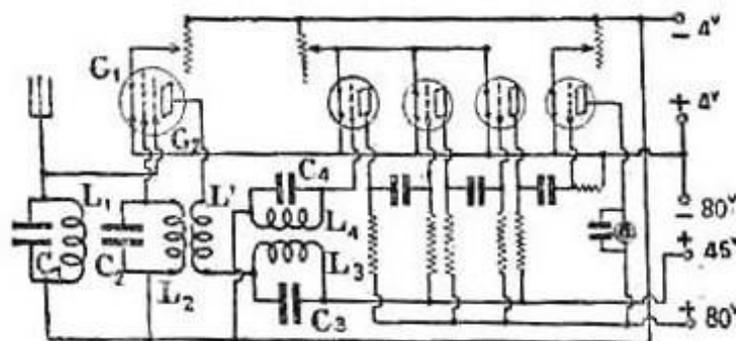


FIG. 194.

de haute fréquence F communiquées à la grille extérieure G_1 sont amplifiées dans la plaque ; le circuit de celle-ci entretient dans le circuit intercalé dans la grille intérieure des oscillations de fréquence F' qui sont communiquées aussi à la plaque ; les oscillations de fréquence F et F' donnent une

fréquence $F-F'$ amplifiée dans C_2L_2 par la méthode de résonance et communiquée à la grille de la première lampe monogrise. Le reste se comporte comme un amplificateur à résistance qu'on peut remplacer par un amplificateur à impédance, à résonance ou à transformateur.

La fréquence $F-F'$ ou $F'-F$ est appelée moyenne fréquence. On choisit généralement une onde de 5.000 ou 6.000 mètres pour laquelle la capacité interne des lampes n'a pas d'influence, et l'on peut appliquer à l'onde obtenue tel système d'amplification que l'on désire.

Remarque. — Les moyens de liaison dont il a été précédemment parlé s'appliquent aux changeurs de fréquence.

III. — LA RÉACTION ET LA SUPERRÉACTION.

Nous savons qu'on peut entretenir des oscillations en intercalant un circuit oscillant dans le circuit de plaque couplé avec le circuit de grille. Cette circonstance se présente lorsque l'impédance totale du circuit plaque est nulle.

Nous avons fait remarquer aussi que le circuit oscillant peut être placé dans le circuit de grille couplé avec celui de plaque. Évidemment, la condition de présenter une résistance nulle est conservée, mais les relations qui déterminent la grandeur du coefficient d'induction mutuelle M ne sont plus les mêmes. On trouve que l'on doit avoir

$$R + \frac{M}{C_p} \left(\frac{M}{L} + K \right) < 0,$$

R étant la résistance du circuit oscillant $C L$, p la résistance intérieure filament plaque et K le facteur d'amplification. Si le coefficient M est suffisamment petit pour que les oscillations ne s'entretiennent plus, la résistance apparente restant toujours très faible, on a une amplification très grande des oscillations dans le circuit de grille. (Fig. 195.)

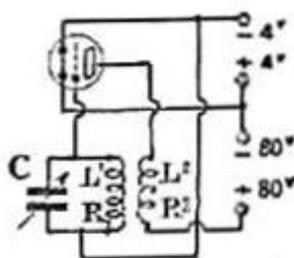


FIG. 195.

Dans ce cas, la résistance de ce circuit est exprimée par la relation :

$$R_1 = \frac{KM}{CR_2}$$

R_1 étant la résistance du circuit de grille, R_2 celle de plaque, C la capacité du circuit oscillant de grille, M le coefficient d'induction mutuelle et K le facteur d'amplification.

On dit que la self L_2 réagit sur la self L_1 , que L_2 est une self de réaction. Par suite de la diminution de la résistance R_2 , que l'on peut pousser assez près de la valeur zéro, le courant de grille est augmenté, la tension U_g augmente corrélativement et finalement l'amplification obtenue est énorme.

La self de réaction est donc un organe d'amplification ; on peut l'appliquer avant la détection, ou après elle, aux circuits de haute fréquence, mais elle agit toujours sur la haute fréquence.

Tant que l'on a $R_1 > \frac{KM}{CR_2}$, il y a un régime qui s'établit d'une manière stable et qui dure autant que la f. e. m. initiale imprimée au circuit de grille. Si donc on couple le circuit de grille avec une antenne réceptrice, cette condition étant réalisée, des oscillations de haute fréquence s'établissent dans le circuit de grille et leur amplitude maximum dépend de la condition

$$R_1 > \frac{KM}{CR_2}$$

et des conditions dans lesquelles elle est satisfaite. Ces oscillations sont d'ailleurs des oscillations propres et des oscillations forcées.

Quand la résistance $R_1 = \frac{KM}{CR_2}$, la résistance apparente du circuit de grille est nulle. Alors, quand une f. e. m. extérieure, venant d'une antenne par exemple, agit sur le circuit, le courant engendré augmente d'amplitude avec une vitesse qui est proportionnelle à la valeur de cette f. e. m. et à la racine carrée de l'expression $\frac{C}{L}$. L'accroissement de l'amplitude serait tel que celle-ci acquerrait une valeur infinie, si la f. e. m. avait une durée infinie. Si la f. e. m. cesse d'agir, le courant dure indéfiniment avec une amplitude constante. En outre, des oscillations propres prennent naissance mais s'amortissent rapidement.

Quand la résistance de grille $R_1 < \frac{KM}{CR_2}$, la résistance apparente est négative ; les oscillations de courant provoquées par une f. e. m. extérieure ont une amplitude égale au rapport de cette f. e. m. à la résistance apparente. Mais, les oscillations propres augmentent indéfiniment. Remarquons que la différence avec le cas précédent réside dans l'allure différente des oscillations propres : plus haut, elles disparaissent vite, ici elles croissent toujours.

Cette circonstance fait que les oscillations propres qui naissent dans les circuits oscillants à résistance négative empêchent toute réception radiophonique. Il est possible toutefois d'éviter l'établissement de ces ondes permanentes, tout en profitant de l'amplification énorme que produisent les résistances négatives. C'est l'Américain Armstrong qui a trouvé une solution pratique basée sur le fait suivant : si l'on introduit une résistance périodiquement variable dans un circuit oscillant de manière que la résistance apparente soit alternativement positive et négative, tout en conservant une valeur moyenne positive, le circuit ne pourra plus être le siège d'oscillations propres permanentes. Par contre, il servira à l'amplification des signaux durant les intervalles où la résistance apparente sera négative.

La variation de la résistance peut être obtenue par trois moyens : on peut faire varier la résistance négative, ou la résistance positive ou les deux à la fois.

C'est par ces trois moyens que l'on obtient la superréaction ou la superrégénération.

Considérons, par exemple, le circuit de la figure 196 : on voit deux lampes. Sur le circuit de grille de la première, on peut amener les signaux

recueillis par l'antenne et amplifiés par la méthode de résonance. Dans le circuit de plaque, on intercale une self L_2 qui sert de réaction et peut entretenir dans le circuit C_1L_1 des oscillations ayant la même longueur d'onde que les signaux reçus ; le couplage est réglé presque à la limite

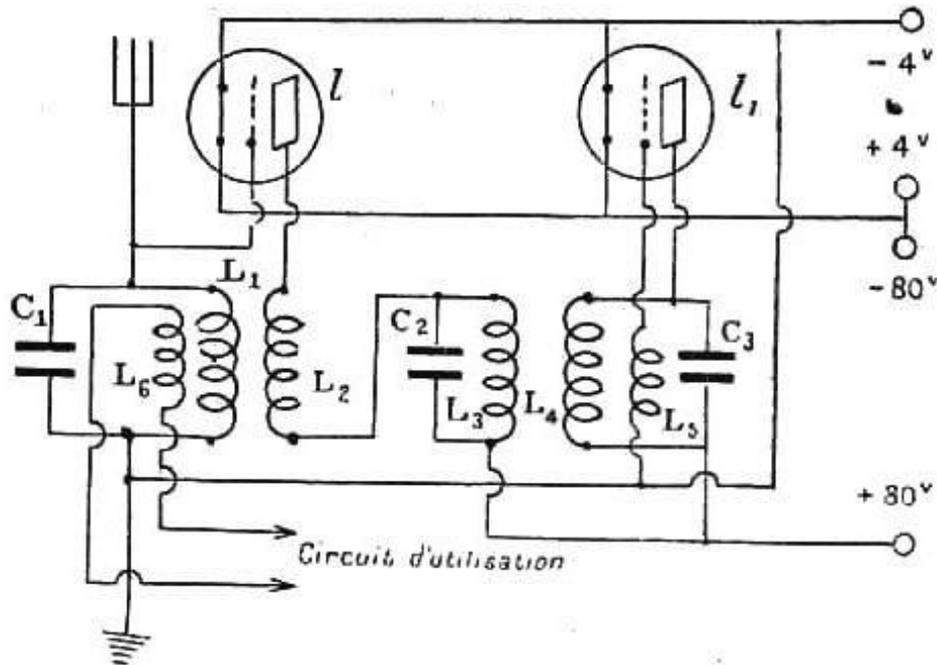


FIG. 196.

d'entretien. On y ajoute un circuit oscillant C_2L_2 réglé sur une fréquence f beaucoup plus basse que celle de C_1L_1 , que nous désignons par F .

Dans la deuxième lampe, on introduit un dispositif générateur d'ondes entretenues à la même fréquence f que C_2L_2 ; ce sera le circuit C_3L_4 ou l'on entretient des oscillations au moyen de la self L_4 . C_3L_4 est couplé avec C_2L_2 .

En l'absence de toute émission, on a donc sur la plaque de l la tension continue de la batterie de plaque à laquelle se superpose la tension alternative de L_4C_2 communiquée à C_3L_3 par induction, de sorte que la tension plaque varie entre $80 - \varepsilon$ et $80 + \varepsilon$, ε étant la f. e. m. de fréquence f . Quand on a $80 - \varepsilon$ le courant est moindre qu'avec 80, la résistance apparente du circuit C_1L_1 augmente donc, la partie positive est supérieure à la partie négative ; par contre, lorsqu'on a $80 + \varepsilon$, le courant est plus élevé qu'avec 80 volts, la résistance apparente du circuit C_1L_1 diminue, la partie négative devient supérieure à la partie positive.

Admettons $f = 20.000$.

Supposons qu'il y ait une émission sur la fréquence $F = 1.000.000$ Si le potentiel de la plaque est à $80 - \varepsilon$, le courant dans C_1L_1 est faible, et par suite la tension ; cette période dure depuis le maximum négatif de ε jusqu'à ce qu'il s'annule, c'est-à-dire pendant $1/4$ de la période du circuit C_3L_4 ou $1/80.000$ de seconde ; les oscillations arrivantes sont alors en nombre égal à 12,5. A ce moment, la tension plaque augmente de 80 à $80 + \varepsilon$, la résistance de grille devient négative et, pendant une demi-période de C_3L_4 , c'est-à-dire pendant $1/40.000$ de seconde, les oscillations reçues prennent une amplitude considérable. Pendant la demi-période suivante, les signaux décroissent et ainsi de suite ; graphiquement, on peut représenter le phénomène par les figures 197 a b c.

La self L_0 couplée avec L_1 conduit les oscillations amplifiées au circuit d'utilisation qui peut être celui d'une lampe détectrice.

On obtiendrait le même résultat par variation de la résistance positive obtenue au moyen du schéma de montage de la figure 198. Le circuit oscillant C_2L_2 réglé à la fréquence 20.000 par exemple, agit sur C_1L_1 ,

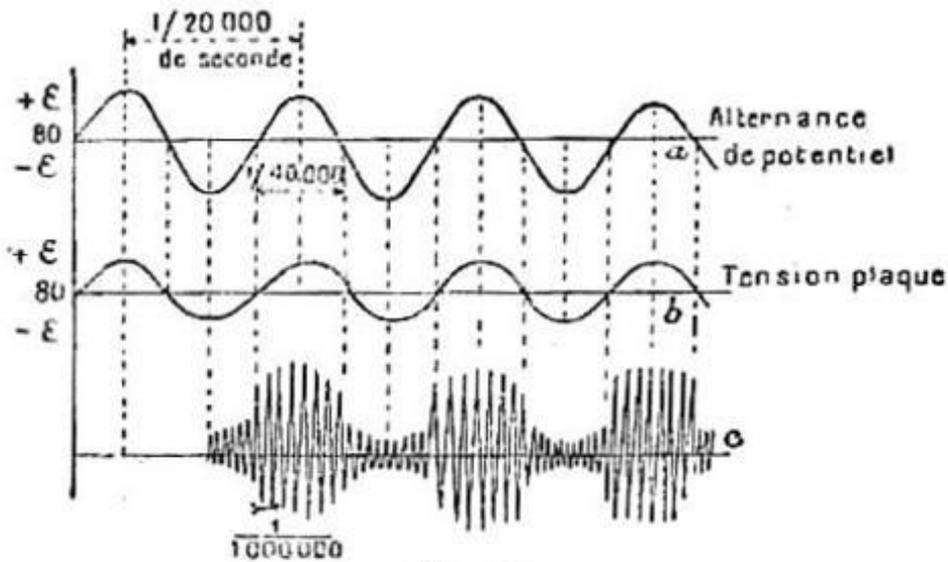


FIG. 197

accordé avec l'onde arrivante. Lorsque les alternances de C_2L_2 sont négatives, le courant grille est nul et C_1L_1 oscille comme s'il était indépendant ; pendant les alternances positives de C_2L_2 , il y a un courant grille qui consomme de l'énergie et le résultat est le même que si on augmentait la résistance et, par suite, celle du circuit C_2L_2 . C'est donc la résistance positive qui varie.

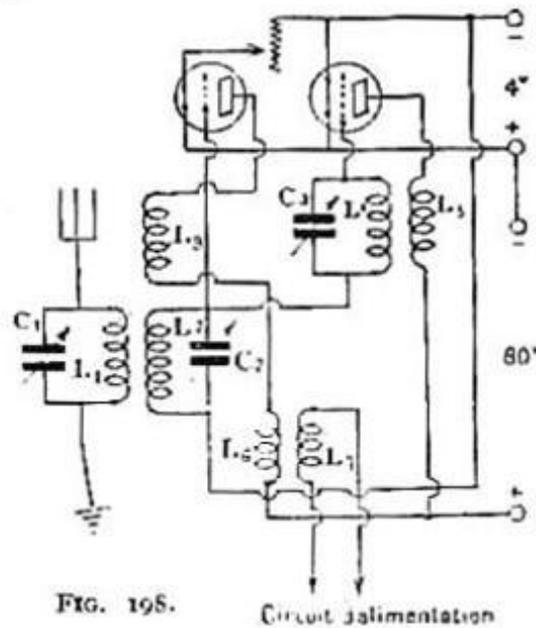


FIG. 198.

Circuit d'alimentation

La self L_2 couplée avec L_3 conduit les oscillations au circuit d'utilisation. Un troisième procédé de régénération consiste à faire varier à la fois la résistance positive et la résistance négative en combinant les deux dispositifs précédents. Nous ne nous y attarderons pas.

Une réalisation pratique des deux systèmes sera donnée ultérieurement.

IV. — LE SYSTÈME NEUTRODYNE.

En dehors du changement de fréquence adapté à l'amplification des ondes courtes, on peut songer à atténuer l'effet désastreux dû aux capacités internes. C'est un problème qui a été rencontré en premier lieu par les Américains dont les lampes ont une capacité interne supérieure à celle des lampes françaises et qui, naturellement, ont été, pour ce motif, les premiers à le résoudre. Le principal dispositif, en même temps que le plus

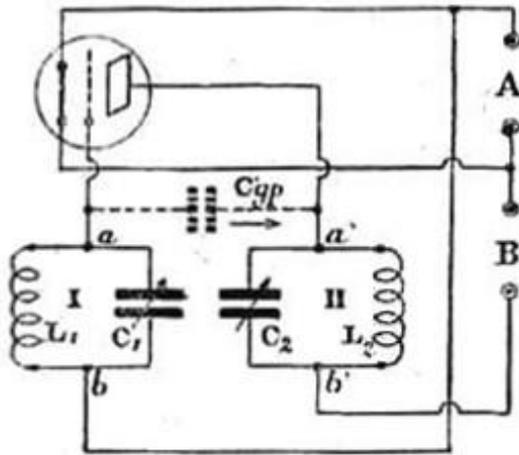


FIG. 199.

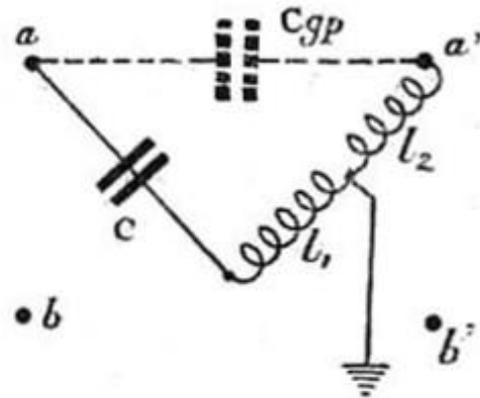


FIG. 200.

simple et le plus avantageux, est dû au professeur Hazeltine. Nous allons l'exposer en détail.

Nous avons vu que la capacité apparente interne avait pour valeur

$$C_{app} = C/g + C/p + (z + 1) C_{gp}.$$

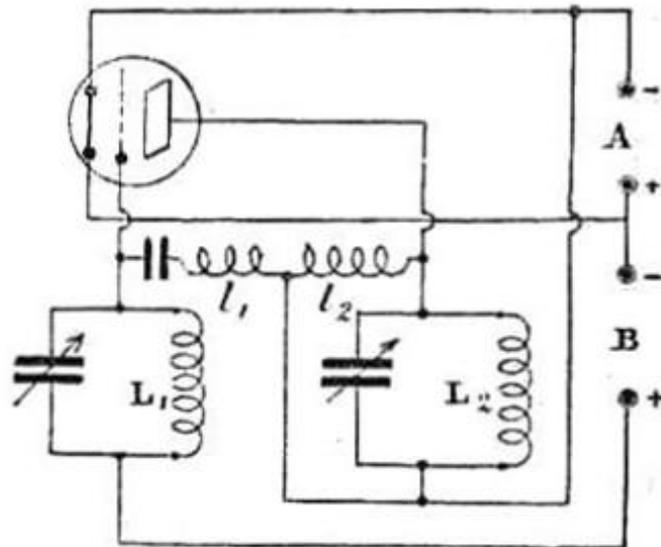


FIG. 201.

C'est donc la capacité grille plaque C_{gp} qui est la plus nuisible et c'est elle qu'on a cherché à combattre. Non seulement elle réduit l'amplification, mais elle provoque l'amorçage d'oscillations qui rendent toute réception impossible.

Considérons la combinaison de la figure 199 dans laquelle les circuits 1 et 2 n'ont aucun couplage magnétique ; la capacité entre la grille et la plaque C_{gp} exerce un couplage électrique. Les oscillations qui agissent dans le circuit 1 seront communiquées au circuit 2 où prendront naissance en outre des oscillations propres entretenues, comme on l'a montré dans l'étude du couplage.

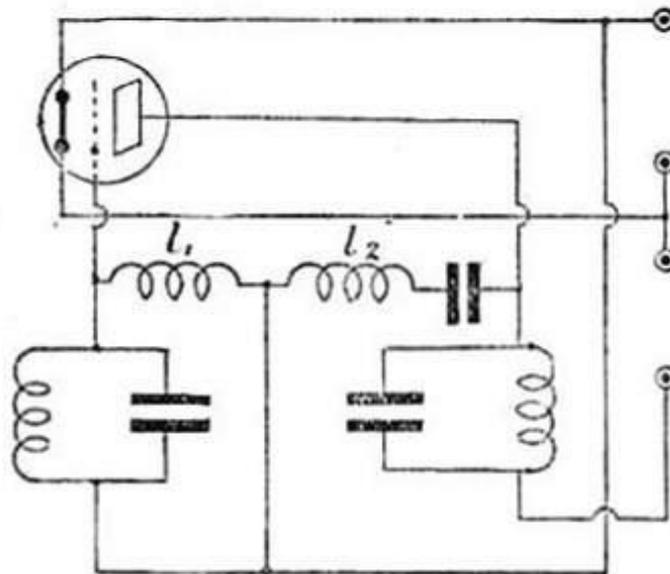


FIG. 202.

On a donc une partie de l'énergie reçue par le circuit 1 qui agit normalement et l'autre partie qui traverse le condensateur C_{gp} dans la direction

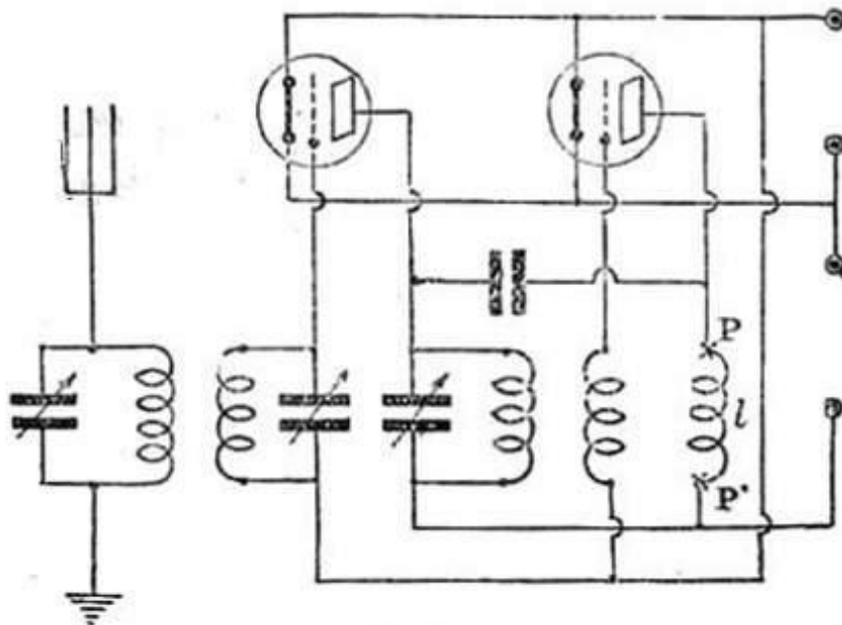


FIG. 203.

de la flèche. Pour empêcher l'existence de ce courant, il suffit de provoquer un courant égal, mais de sens contraire, qui annulera le premier.

Intercalons entre a et a' un circuit parallèle au circuit $aCgpa'$ et

formé par le condensateur C et les selfs l_1 et l_2 (fig. 200) dont nous mettons le point milieu à la terre. l_1 et l_2 sont en couplage serré. En même temps que le courant à travers C_{gp} on aura un courant qui circulera de a vers Cl_1 et de là à la terre. La bobine l_1 induira dans la bobine l_2 une f. e. m. et, par suite, un courant qui dans certaines conditions pourra annuler le courant aC_{gp} . Les conditions optima sont obtenues lorsque l'on a :

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{C}{C_{gp}}$$

n_1 et n_2 étant le nombre de spires des bobines l_1 et l_2 . Le même dispositif sert évidemment à neutraliser un transport d'énergie qui se produirait de a' vers a .

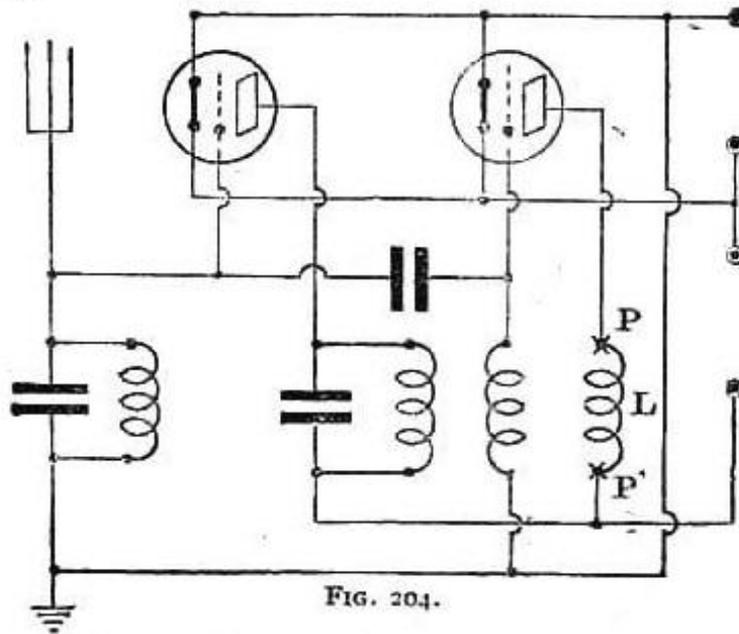


FIG. 204.

Si nous voulons appliquer un tel agencement à un tube récepteur, nous aurons le dispositif de la figure 201 ou celui de la figure 202. Au lieu

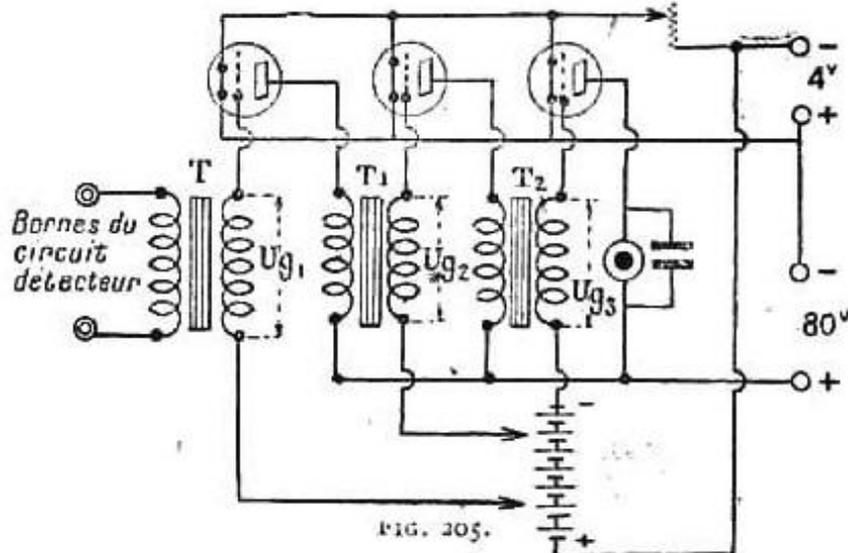


FIG. 205.

d'employer des selfs spéciales, on peut utiliser les enroulements qui servent à l'accord ou à la liaison entre les divers étages. Dans la figure 203, la capa-

citée est établie entre les plaques: dans la figure 204, la capacité est intercalée entre les grilles. Les enroulements PP' servent à établir la liaison avec l'organe détecteur, galène ou lampe.

Ce procédé de neutralisation empêche la production des oscillations parasites et permet l'amplification, dans une certaine mesure, des ondes courtes.

V. — AMPLIFICATION BASSE FRÉQUENCE.

Quand les signaux sont détectés, on a souvent besoin de les amplifier encore pour les entendre en haut-parleur. Comme ce sont des courants de fréquence acoustique, on emploie généralement des transformateurs à fer pour effectuer la liaison entre les étages de basse fréquence. Le dispositif utilisé est alors celui de la figure 205.

Appelons :

- u_{g_1} la tension appliquée à la grille de la première lampe ;
- u_{g_2} la tension appliquée à la grille de la deuxième lampe ;
- ρ_1 la résistance filament plaque de la première lampe ;
- ρ_{g_2} la résistance filament grille de la deuxième lampe ;
- K le coefficient d'amplification des lampes ;
- n le rapport de transformation ;
- Vp_1 le voltage existant aux bornes du transformateur T,

Le voltage de la plaque, aux bornes du transformateur, a pour valeur :

$$Vp_1 = \frac{\rho_{g_2}}{n^2 \rho_1 + \rho_{g_2}} K u_{g_1}.$$

Le voltage appliqué à la grille du second tube sera égal à nVp_1 , de sorte que le rapport de transformation total est égal

$$N = \frac{n \rho_{g_2}}{\rho_1 n^2 + \rho_{g_2}}.$$

Posons $r = \frac{\rho_{g_2}}{\rho_1}$; on a

$$N = \frac{nr}{n^2 + r}.$$

Ainsi avec un transformateur de rapport égal à 4, servant à relier des tubes dont la résistance intérieure filament plaque est de 25.000 ohms et la résistance filament grille 2.500.000 ohms, $r = 100$, le rapport de transformation n du transformateur devient :

$$N = \frac{4 \times 100}{16 + 100} = \frac{400}{116} = 2,5.$$

Si le coefficient d'amplification est égal à 8, le pouvoir amplificateur de l'étage devient :

$$P = 8 \times 2,5 = 20.$$

Et encore ceci est le cas d'un transformateur de rapport élevé ; le maximum de N aurait lieu pour $r = n^2$. Il faudrait ici que n soit égal à 10 et, dans ce cas $N = 5$. Avec un coefficient d'amplification de 8, on aurait $P = 40$.

Mais il n'est pas possible de satisfaire à cette condition. En pratique, on se contente d'un rapport de transformation plus faible, trois au maximum, parce qu'il est difficile d'obtenir une amplification uniforme pour toutes les fréquences. Un transformateur dont l'impédance primaire est de 15 henrys et le rapport 3, donne de bons résultats entre 200 et 5.000 périodes.

Au lieu de transformateurs, on peut employer des résistances suivant un dispositif analogue à celui que nous avons étudié à propos de la haute fréquence. Nous reviendrons sur les particularités de chaque montage dans la dernière partie, lorsque nous étudierons la réalisation pratique de certains appareils.

Remarque. — L'amplification basse fréquence donne lieu à une distorsion dont l'explication est donnée dans le chapitre suivant ; pour l'éviter on polarise négativement les grilles par rapport au point commun des grilles. C'est ce qu'on a fait pour la figure 205.



CHAPITRE VIII

L'émission et la réception radiophoniques.

GÉNÉRALITÉS. — On entend par son une sensation produite sur le nerf acoustique qui la transmet au cerveau ; cette sensation provient des vibrations que les corps élastiques effectuent autour de leur position d'équilibre et qui sont transmises par d'autres substances élastiques ; pour cette raison, on les désigne sous le nom de *vibrations sonores* ou *d'oscillations sonores*.

Comme les vibrations électromagnétiques, les vibrations sonores ont une amplitude, une période et une fréquence. L'amplitude rend le son plus ou moins intense selon les variations qu'elle subit. La fréquence donne la hauteur qui fait qu'un son est grave ou aigu. Aux faibles fréquences correspondent les sons graves, aux fortes les sons aigus.

Les sons musicaux possèdent des fréquences qui s'étendent entre 28 et 5.000 environ. La voix n'occupe normalement qu'une gamme peu large de fréquences, de 82 à 1.044. Ainsi, les basses couvrent la bande des fréquences comprises entre 82 et 293 ; les barytons, celle de 87 à 370 ; les ténors vont de 109 à 435, les contraltos de 164 à 696, les mezzo-sopranos, de 174 à 870, et les sopranos, de 248 à 1.048.

Dans la conversation courante, la hauteur d'une voix d'homme est, en moyenne, égale à 250 ; celle d'une voix de femme, à 500, c'est-à-dire une octave de plus.

Un son n'est pas caractérisé seulement par son intensité et sa hauteur, mais aussi par le timbre. Le timbre est dû à la superposition au son fondamental de sons auxiliaires dont la hauteur est 2, 3, 4... n fois celle du son fondamental. Ceux-ci sont appelés des sons harmoniques. Deux instruments qui émettent la même note avec la même intensité rendent des sons différents dont la différence provient précisément du timbre, c'est-à-dire des sons harmoniques. Si l'on supprime certaines notes harmoniques d'un instrument, on altère le son qu'il émet : le violon peut prendre ainsi le ton du violoncelle. Si l'on ajoute au contraire des notes harmoniques, l'effet inverse se produit.

On peut exprimer graphiquement la richesse plus ou moins grande des harmoniques. Supposons, par exemple, que nous ayons des vibrations simultanées dont les fréquences sont f , $3f$, $5f$. (*Fig. 206.*) La résultante des ondes sinusoïdales I, II et III correspondantes est l'onde IV dont l'allure paraît un peu irrégulière.

Réciproquement, toute courbe périodique peut se décomposer en courbes périodiques simples dont les fréquences sont entre elles comme les nombres entiers.

Or, si l'on représente graphiquement les ondes sonores qui composent une voyelle, par exemple, on obtient une courbe analogue à la courbe 207. On voit que celle-ci est périodique et qu'elle peut être décomposée en onde fondamentale et en ondes harmoniques. La voyelle *a* est très riche, les voyelles *e* et *i* sont moins fournies en harmoniques.

VITESSE DU SON. — Le son se propage dans l'air à la vitesse de 330 mètres à la seconde à 0 degré; le la_2 a 435 vibrations; et comme on sait que $\lambda = VT = \frac{V}{f}$, on tire

$$\lambda = \frac{330}{435} = 0,76 \text{ environ,}$$

la longueur d'onde du la_2 rendu par le diapason est inférieure à 1 mètre. Dans l'eau, la vitesse de propagation est de 1.135 mètres.

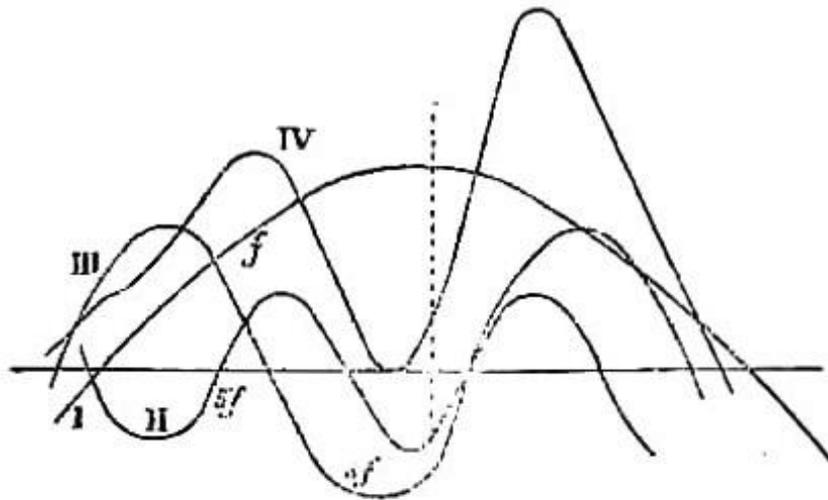


FIG. 206.

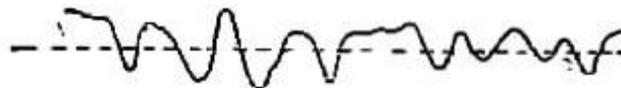


FIG. 207.

PORTÉE DE LA VOIX HUMAINE. — La portée de la voix humaine n'est pas la même pour toutes les voyelles; l'*i* s'entend à une vingtaine de mètres; l'*a* parvient à une distance beaucoup plus grande: 250 mètres environ.

COURANTS TÉLÉPHONIQUES. — On entend par téléphonie le phénomène qui consiste à transmettre au loin, électriquement, les sons vocaux ou instrumentaux. Cette opération se fait en transformant l'énergie mécanique en énergie électrique au départ, et en faisant à l'arrivée la transformation inverse.

La première transformation donne des ondes téléphoniques; elle se fait au moyen d'un téléphone constitué par un barreau aimanté à l'extrémité duquel se trouve un enroulement en fil de cuivre; devant cette extrémité, on place une plaque en fer doux, circulaire, encastrée sur son pourtour derrière un entonnoir. On parle dans l'entonnoir, les ondes sonores font vibrer la plaque métallique et produisent une variation du champ magnétique; cette variation détermine un courant dans l'enroulement qu'on transmet à un appareil identique placé à l'arrivée; ce courant d'arrivée

provoque une variation du champ magnétique qui engendre, à son tour, les vibrations de la plaque métallique ; celle-ci donne des ondes sonores qui se communiquent à l'oreille. (Fig. 208.)

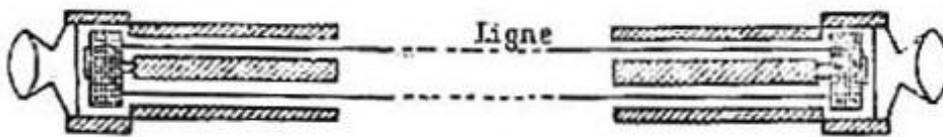


FIG. 208.

Le téléphone peut donc servir comme transmetteur et comme récepteur, il est réversible ; toutefois, comme il produit des courants trop faibles, on lui a substitué au départ le microphone. Dans celui-ci, on utilise les variations de résistance d'un contact imparfait provoquées par les vibrations de la membrane vibrante ; le contact imparfait placé dans le circuit d'une pile laisse passer un courant variable qui agit sur la ligne de transmission, au moyen d'un transformateur. (Fig. 209.)

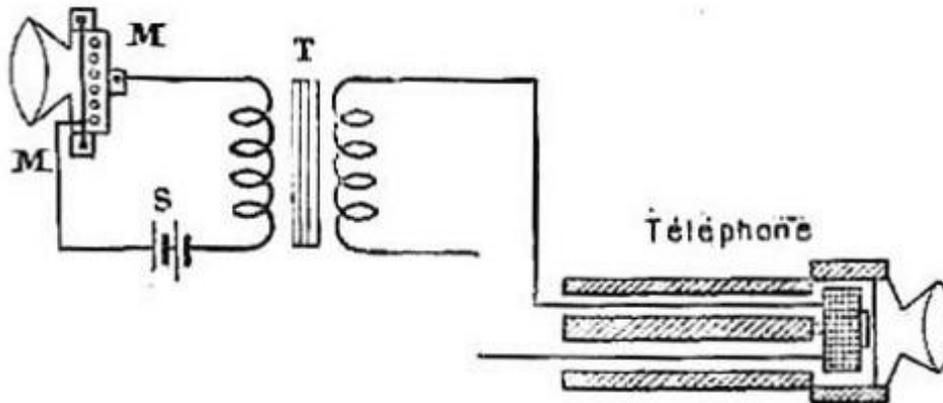


FIG. 209.

Le contact imparfait est ordinairement formé par des grains de charbon placés entre deux plaques métalliques auxquelles aboutissent les deux fils du circuit microphonique. Lorsqu'on parle devant la membrane M, celle-ci vibre, elle presse plus ou moins les grains de charbon dont le contact est plus ou moins bon ; la résistance R entre M et M' varie donc comme les vibrations de la membrane M, par suite, comme celles de la voix, et le courant émis par la source reproduit ces variations. Le transformateur T les communique à la ligne. (Fig. 209.)

En réalité, cette résistance R ne varie pas exactement comme nous venons de l'indiquer et il y a une certaine déformation de la voix provenant de la suppression de certains harmoniques. Dans la téléphonie ordinaire, cela a peu d'importance, car ce qu'on recherche surtout, c'est la netteté et la clarté de la parole. Il en est autrement si l'on veut transmettre de la musique avec toutes ses nuances et son harmonie.

TÉLÉPHONES SANS MEMBRANE. — On peut transmettre des sons avec des téléphones sans membrane vibrante ; Mercadier fixait une aiguille à une tablette sonore ; en la faisant parcourir par un courant téléphonique, la voix était reproduite.

CONCLUSION. — Nous admettons en gros que les courants téléphoniques reproduisent les vibrations de la voix et que la courbe des premiers reproduit fidèlement la courbe des seconds.

ÉMISSION RADIOPHONIQUE. — Dans l'émission radiophonique, on transforme l'énergie mécanique en énergie électrique de fréquence téléphonique ; celle-ci est, à son tour, transformée en énergie de fréquence radioélectrique qui, par l'antenne, émet des ondes de haute fréquence. A l'arrivée, la transformation inverse se produit : les courants de haute fréquence sont détectés et transformés en courants téléphoniques qui sont transformés en énergie mécanique et en énergie sonore. Nous allons examiner le détail de ces opérations.

Précisons d'abord qu'un courant correspondant à une lettre, dont la représentation est donnée figure 210 A, agit sur des ondes de haute fréquence représentées figure 210 B et le résultat de cette action est un courant de haute fréquence C (fig. 210) ; à la détection, qui supprime les alternances négatives, on obtient le courant représenté par la figure D qui n'est autre chose que la courbe enveloppe placée au-dessus de l'axe *ab* de la courbe C.

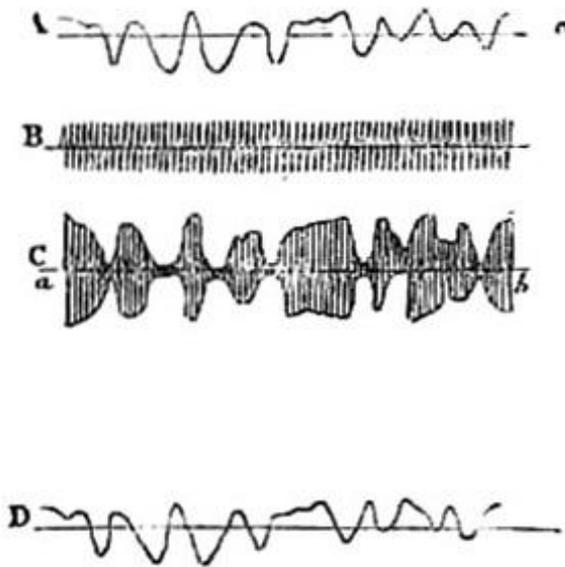


FIG. 210.

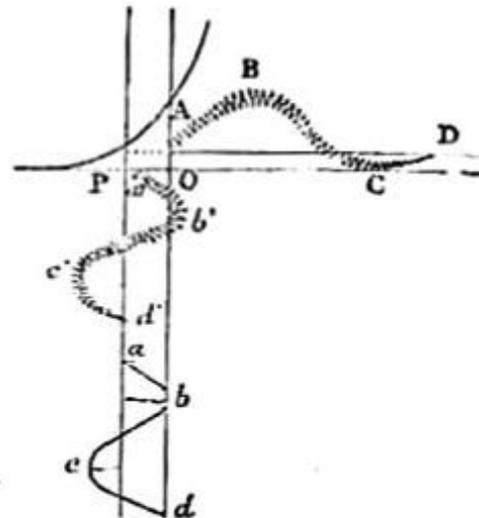


FIG. 211.

En résumé, l'onde de haute fréquence sert à transporter les courants téléphoniques comme le fait un circuit ordinaire à 2 conducteurs. On l'appelle, pour cela, onde porteuse.

Dans une installation émettrice pour radiophonie, on fait choix d'une onde porteuse et l'installation se fait comme s'il s'agissait d'une onde radiotélégraphique. C'est ensuite que l'on se préoccupe de faire varier l'amplitude des ondes de haute fréquence, suivant les modulations de la voix. Le problème de l'émission radiophonique est donc surtout un problème de modulation.

PROCÉDÉS DE MODULATION. — I. — Un premier procédé de modulation est représenté figure 212 ; c'est la C^o Bell qui, en Amérique, l'a étudié et mis au point. Le courant de haute fréquence est produit par le générateur O ; ce générateur peut agir sur la grille de la lampe *l* fortement négative par rapport au point de retour commun des circuits de plaque et de grille

pôle — de la batterie de chauffage. Le point de fonctionnement de la grille est, par suite, en P et non en O. (Fig. 211.) Parlons devant le microphone et supposons pour plus de simplicité que le courant soit sinusoïdal simple ; le potentiel de la grille variera comme la courbe *a b c d* ; faisons

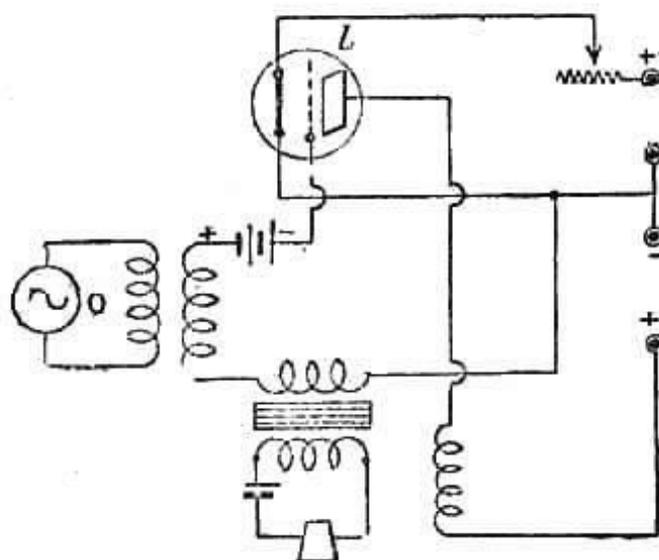


FIG. 212.

agir en même temps l'oscillateur ; le potentiel de grille conservera l'allure *a b c d*, mais présentera en outre des variations de haute fréquence, de manière à présenter l'allure *a' b' c' d'*. Le courant de plaque variera comme la courbe *A B C D* et le courant peut être communiqué à l'antenne, dans laquelle on a donc un courant analogue à celui de la courbe *C* de la figure.

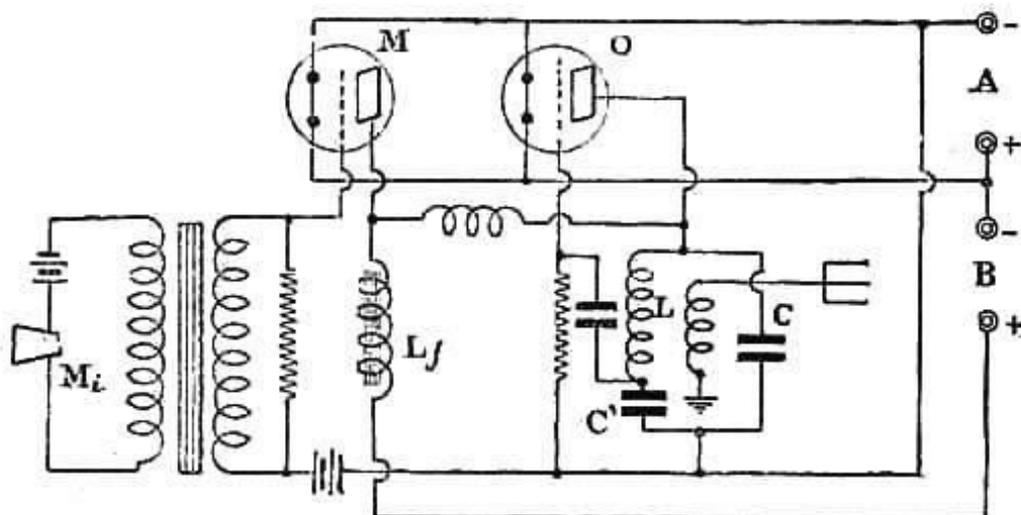


FIG. 213.

II. — Un deuxième procédé a été préconisé par Heising. Il est dit à courant constant. (Fig. 213.) L'appareil comprend une lampe modulatrice M et une oscillatrice O alimentées en parallèle par la même source B, la source d'alimentation A pour le chauffage est également commune. Entre les lampes et la source B se trouve une self à fer *L_f* à très forte impédance. Le microphone fait varier la tension de la grille de la modulatrice et,

par suite, le courant de plaque de cette lampe qui prend une allure sinusoïdale, mais, à cause de la forte induction de L_f , ces variations de courant ne vont pas jusqu'à la source qui débite ainsi un courant constant ; si le courant dans M augmente, il faut alors qu'il diminue dans o et inversement. Les courbes de la figure 214 donnent la représentation graphique de ces opérations ; par suite, l'énergie apportée au circuit oscillant LCC' varie comme le courant dans le microphone, le maximum de cette énergie correspond à une valeur nulle du courant microphonique ; il y a donc décalage de 90° entre ces deux grandeurs.

III. — Un troisième procédé peut être employé et il a l'avantage de n'exiger qu'une lampe au lieu de deux, comme dans les deux méthodes précédentes. (Fig. 215.)

Le courant microphonique provoque une variation de la tension de grille dans la lampe génératrice d'oscillations ; le courant de plaque suit la même variation ; il y a donc modulation.

L'accouplement des circuits de plaque et de grille n'intervient que pour l'entretien des oscillations de haute fréquence.

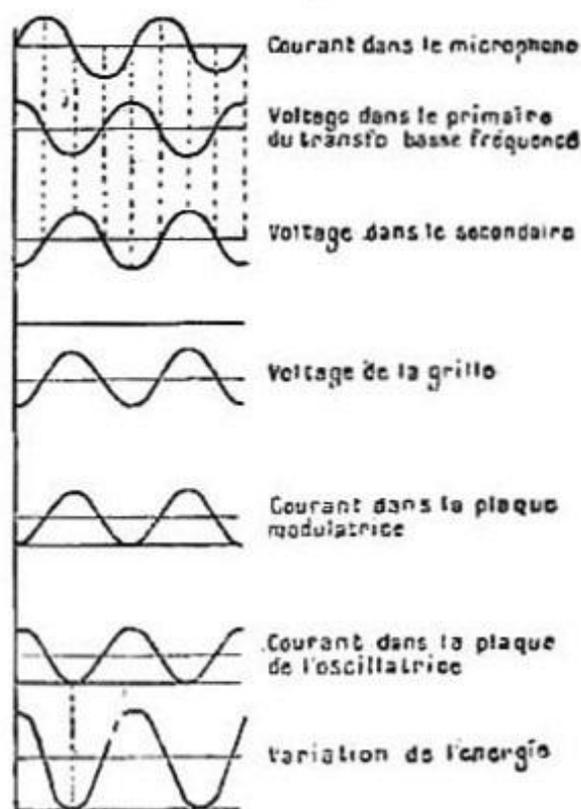


FIG. 214.

NATURE PRÉCISE DES ONDES RADIOPHONIQUES. — L'onde émise par une antenne excitée en radiophonie est complexe ; elle renferme trois groupes de fréquences, qui sont égales à

$$F + f, F, F - f.$$

Comme les fréquences de la voix ou de la musique vont de 28 à 5.000, f peut prendre toutes les valeurs entre ces deux limites, de sorte que les fréquences de l'antenne sont comprises dans les limites

$$F + 5.000 \text{ et } F - 5.000,$$

qui correspondent aux longueurs d'onde

$$\frac{3 \times 10^8}{F + 5.000} \quad \text{et} \quad \frac{3 \times 10^8}{F - 5.000}$$

L'intervalle compris entre les ondes extrêmes a pour valeur

$$d = 3 \times 10^8 \left[\frac{1}{F - 5.000} - \frac{1}{F + 5.000} \right] = 3 \times 10^8 \times \frac{10.000}{(F - 5.000)(F + 5.000)}$$

Ainsi, si l'on travaille sur une fréquence porteuse correspondante à l'onde de 2.650 mètres, c'est-à-dire sur la fréquence 113.200, on a

$$d = 3 \times 10^8 \frac{10.000}{F^2 - 25 \times 10^6} = \frac{3 \times 10^8 \times 10.000}{113.200^2 - 25 \times 10^6} = \approx 240 \text{ mètres environ.}$$

La différence d devient très faible pour les ondes relativement courtes ; ainsi, sur 300 mètres, on a

$$d = 3 \text{ mètres environ.}$$

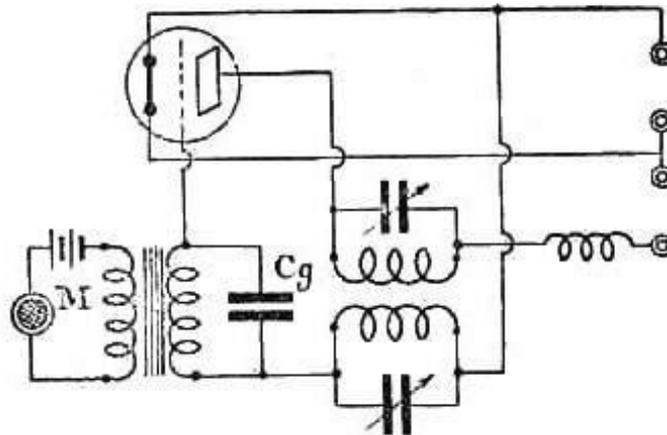


FIG. 215.

Or, les récepteurs peuvent être constitués par des circuits dont l'amortissement permet la réception des trois ondes simultanément ; ces récepteurs seront le siège de battements qui, détectés, donneront la fréquence f ou la fréquence $2f$. La première reproduit le son transmis, la deuxième l'octave supérieure. Pour éliminer cette octave supérieure, il faut moduler incomplètement les ondes porteuses.

Pour que deux émissions téléphoniques soient séparées complètement, il faut qu'il existe au moins une différence de fréquence égale à 10 kilocycles ou 10.000 périodes, ce qui correspond à une différence

$$d = \frac{10.000}{3 \times 10^8} \lambda^2$$

Sur 450 mètres, onde voisine de celle de l'École supérieure des P.T.T., d a pour valeur

$$d = 6^m7.$$

RÉCEPTION RADIOPHONIQUE. — Les appareils récepteurs employés en radiophonie reçoivent les mêmes éléments que ceux qui ont été décrits dans le chapitre précédent. Une seule précaution est à prendre quand il s'agit de la basse fréquence. Si la grille devient positive, un courant grille filament ig s'établit ; une chute de tension fg ig a lieu et la tension de grille diminue. Or dans l'amplification téléphonique il y a des alternances positives et des alternances négatives ; pendant les premières, si l'on ne prend pas de précautions, par suite de la chute fg ig la tension grille est inférieure

à celle qui s'établit pendant les alternances négatives ; l'amplification n'est donc pas la même pour les premières et pour les secondes ; il y a déformation de la voix ou du chant. Pour éviter cette éventualité on donne aux grilles des lampes basses fréquences une tension négative préalable telle que malgré les oscillations positives des potentiels qui leur sont appliqués ne puissent jamais les rendre positives. On dit que les grilles sont polarisées négativement. La figure 215 bis représente un amplificateur de basse fréquence avec grilles polarisées. Elle est identique à la figure 205, sauf en ce qui concerne les piles de polarisation.

TROISIÈME PARTIE

ÉLÉMENTS D'ACCORD ET SOURCES D'ÉNERGIE

CHAPITRE I

Les méthodes d'accord.

GÉNÉRALITÉS. — La technique des appareils de T.S.F. repose sur les phénomènes de la résonance électrique ; lorsque celle-ci se trouve réalisée, l'intensité du courant, qui parcourt un circuit quand on lui applique une f. e. m. donnée, prend une valeur maximum ; grâce à cette augmentation de l'intensité, on peut séparer les divers postes travaillant simultanément et recevoir uniquement celui qui nous intéresse.

Les conditions dans lesquelles on établit cette résonance constituent ce qu'on nomme les méthodes d'accord.

FONDEMENT DE L'ACCORD. — Les bases de la résonance reposent sur l'emploi de selfs et de condensateurs. On a vu, en effet, qu'un circuit oscillant est constitué par un circuit comprenant une capacité C et une self L, dont la résistance R satisfait à la relation

$$R < \sqrt{\frac{2L}{C}}$$

La résonance est établie quand la fréquence f de la f. e. m. appliquée satisfait à la relation

$$(6,28f)^2 \times C \times L = 1.$$

Or, quand on veut recevoir un poste, f est connue puisque elle est égale à la vitesse de la lumière, 3×10^8 mètres, divisée par la longueur d'onde en

mètres. Pour obtenir la relation précédente, on peut donc faire varier C seule, ou L seule, ou les deux quantités simultanément. (Fig. 216, 217, 218.)

On parvient à la même conclusion si l'on considère les longueurs d'onde qui, en fonction de la self et de la capacité, s'expriment par la relation

$$\lambda = 1.884\sqrt{C \times L}$$

C et L étant évaluées en microfarads et en microhenrys, ou par la relation

$$\lambda = 60\sqrt{C \times L}$$

C étant évalué en millièmes de microfarad et L en microhenrys. Ainsi, quand on prend C = 1/1.000 et L 25 microhenrys, on a



FIG. 216.

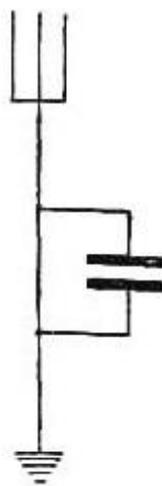


FIG. 217.

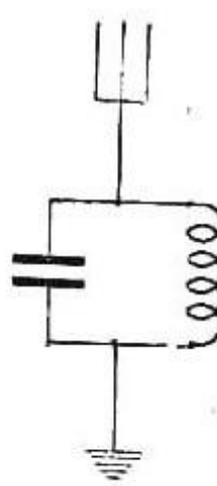


FIG. 218.

$$\lambda = 60\sqrt{1 \times 25} = 60 \times 5 = 300 \text{ mètres.}$$

Avec C = 1/1.000 et 2.500 microhenrys, on a

$$\lambda = 60\sqrt{1 \times 2.500} = 60 \times 50 = 3.000 \text{ mètres.}$$

Cette dernière expression est très simple et d'une application très facile. On voit que l'on peut obtenir 300 mètres avec 0,5 millième et 50 microhenrys, ou encore avec 0,1 millième et 250 microhenrys. Il existe ainsi une infinité de combinaisons pour obtenir le produit 25 dont la racine carrée multipliée par 60 donne la longueur d'onde de 300 mètres. A chaque longueur d'onde correspond d'ailleurs un produit C × L constant égal à

$$C \times L = \frac{\lambda^2}{60^2} = \left(\frac{\lambda}{60}\right)^2$$

dont la connaissance permet d'obtenir rapidement la valeur d'un des facteurs C ou L quand on connaît l'autre. Le produit correspondant à 3.000 mètres de longueur d'onde est égal à 2.500 ; avec un condensateur de 1 millième il faudra : 2.500 : 1 = 2.500 microhenrys, avec 0,5 millième, nous devons prendre 2.500 : 0,5 = 5.000 microhenrys et avec 0,1 millième, 2.500 : 0,1 = 25.000 microhenrys.

La table ci-après donne le produit C × L qui correspond à chaque longueur d'onde, C étant exprimé en millièmes de microfarad et L en microhenrys ; nous avons ajouté la fréquence en kilocycles = 1.000 cycles.

TABLE

LONGUEURS D'ONDE λ	FRÉQUENCE /	PRODUIT C×L	LONGUEURS D'ONDE λ	FRÉQUENCE /	PRODUIT C×L
5	60.000	0,0057	260	1.154	19,03
10	30.000	0,0282	265	1.132	19,77
15	20.000	0,0635	270	1.111	20,52
20	15.000	0,1129	275	1.091	21,29
25	12.000	0,1755	280	1.071	22,07
30	10.000	0,2530	285	1.053	22,87
35	8.570	0,3446	290	1.035	23,66
40	7.500	0,450	295	1.017	24,50
45	6.670	0,570	300	1.000	25,33
50	6.000	0,704			
55	5.450	0,852	310	968	27,05
60	5.000	1.104			
65	4.620	1,188	320	938	28,83
70	4.290	1,378			
75	4.000	1,583	330	900	30,66
80	3.750	1,801			
85	3.529	2,034	340	882	32,55
90	3.333	2,280			
95	3.158	2,541	350	857	34,48
100	3.000	2,816			
105	2.857	3,105	360	833	36,48
110	2.727	3,404			
115	2.609	3,721	370	811	38,54
120	2.500	4,05			
125	2.400	4,40	380	790	40,7
130	2.308	4,76			
135	2.222	5,13	390	769	42,8
140	2.144	5,52			
145	2.069	5,92	400	750	45,0
150	2.000	6,34	410	732	47,3
155	1.935	6,76	420	714	49,7
160	1.875	7,20	430	698	52,0
165	1.878	7,66	440	682	54,5
170	1.765	8,13	450	667	57,0
175	1.714	8,62	460	652	59,6
180	1.667	9,12	470	638	62,3
185	1.622	9,63	480	625	64,8
190	1.579	10,16	490	612	67,6
195	1.538	10,71	500	600	70,4
200	1.500	11,26	510	588	73,3
205	1.463	11,83	520	577	76,0
210	1.429	12,41	530	566	79,0
215	1.395	13,01	540	556	82,1
220	1.364	13,62	550	545	85,2
225	1.333	14,25	560	536	88,4
230	1.304	14,89	570	526	91,4
235	1.277	15,55	580	517	94,7
240	1.250	16,22	590	509	98,0
245	1.225	16,90	600	500	101,4
250	1.200	17,60	610	492	104,7
255	1.177	18,31	620	484	810,2

TABLE (Suite.)

LONGUEURS D'ONDE λ	FRÉQUENCE f	PRODUIT $C \times L$	LONGUEURS D'ONDE λ	FRÉQUENCE f	PRODUIT $C \times L$
630	476	111,7	1.700	176,5	813
640	469	115,4	1.750	171,4	802
650	462	118,8	1.800	166,7	912
660	455	122,5	1.850	162,2	963
670	448	126,3	1.900	157,9	1.016
680	441	130,2	1.950	153,8	1.071
690	435	134,1	2.000	150,0	1.126
700	429	137,8	2.050	146,3	1.183
710	423	141,9	2.100	142,9	1.241
720	417	145,9	2.150	139,5	1.301
730	411	150,0	2.200	136,4	1.362
740	405	154,0	2.250	133,3	1.425
750	400	158,3	2.300	130,4	1.489
760	394,8	162,6	2.350	127,7	1.555
770	389,6	166,8	2.400	125,0	1.622
780	384,6	171,4	2.450	122,5	1.690
790	379,8	175,6	2.500	120,0	1.760
800	375	180,1	2.550	117,7	1.831
810	370,4	184,7	2.600	115,4	2.333
820	365,9	189,3	2.650	113,2	1.977
830	361,4	194,0	2.700	111,1	2.052
840	357,1	198,5	2.750	109,1	2.129
850	352,9	203,4	2.800	107,1	2.207
860	348,8	208,2	2.850	105,3	2.287
870	344,8	213,2	2.900	103,5	2.366
880	340,9	217,9	2.950	101,7	2.450
890	337,1	222,0	3.000	100,0	2.533
900	333,3	228,0	3.500	85,7	3.448
910	329,7	233,2	4.000	75,0	4.500
920	326,1	238,1	4.500	66,7	5.700
930	322,6	243,4	5.000	60,0	7.040
940	319,1	248,7	5.500	54,7	8.520
950	315,8	254,1	6.000	50,0	10.140
960	312,5	259,5	6.500	46,2	11.880
970	309,3	264,7	7.000	42,9	13.780
980	306,1	270,4	7.500	40,0	15.830
990	303	275,9	8.000	37,50	18.010
1.000	300	281,6	8.500	35,29	20.340
1.050	285,7	310,5	9.000	33,33	22.800
1.100	272,7	340,4	9.500	31,58	25.410
1.150	260,9	372,1	10.000	30	28.160
1.200	250,0	405	15.000	20	63.400
1.250	240,0	440	20.000	15	112.600
1.300	230,8	476	25.000	12	176.000
1.350	222,2	513	30.000	10	253.300
1.400	214,4	552	35.000	8,57	344.800
1.450	206,9	592	40.000	7,50	450.000
1.500	200	634	45.000	6,67	570.000
1.550	193,4	676	50.000	6,00	704.000
1.600	187,5	720			
1.650	181,8	766			

Supposons qu'avec un condensateur de 0,5 millième de microfarad nous voulions nous accorder sur Daventry qui travaille sur 1.600 mètres ; notre table nous donne, pour cette onde, un produit $C \times L$ égal à 720 ; la self que nous devons adopter est égale à $720 : 0,5 = 1.440$ microhenrys.

Supposons que nous ayons une self de 5.000 microhenrys. Quelle capacité doit-on choisir pour s'accorder sur l'onde de 1.750 mètres qui est celle de Radio-Paris ? La table donne pour produit CL la valeur 862. La capacité sera égale à $862 : 5.000 = 0,1722$ millième de microfarad.

RÉALISATION DE L'ACCORD PRIMAIRE OU D'ANTENNE, OU DE CADRE. — Dans le chapitre II, 2^e partie, nous avons vu que l'antenne possédait une capacité C_0 et une self L_0 ; pour accorder cet aérien sur une onde déterminée, il suffit soit d'accroître L_0 , soit d'accroître C_0 et L_0 en même temps.

1^o ACCROISSEMENT DE L. (Fig. 216.) — L'accroissement de la self d'antenne se fait en insérant une bobine d'autoinduction à la base. Appelons L_0 la self fondamentale ou statique de l'antenne, L la valeur de celle qu'on introduit à la base ; si C_0 est la capacité statique, on a

$$\lambda = 60 \sqrt{C_0 \left(L + \frac{L_0}{3} \right)}$$

Avec $L + \frac{L_0}{3} = 250$ microhenrys et $C_0 = 0,4$ millièmes de microfarad, on obtient

$$\lambda = 60 \sqrt{250 \times 0,4} = 600 \text{ mètres.}$$

Nous avons vu aussi que la longueur d'onde d'une antenne présentant au sommet une nappe à 2 fils de 40 mètres de long et séparés par un écart de 1 mètre, une descente d'antenne au milieu et située à 10 mètres au-dessus du sol, avait une capacité de 0,3 millième de microfarad et une longueur d'onde égale à $\left(\frac{40}{2} + 10 \right) 5 = 150$ mètres ; la self propre $\frac{L_0}{3}$ vaut donc

$$\frac{L_0}{3} = \frac{6,34}{0,3} = 21 \text{ microhenrys,}$$

elle est donc très faible et peut être négligée dans le calcul des selfs à ajouter pour obtenir une onde donnée à l'avance.

Il suit de là que pour régler une antenne sur une onde λ supérieure à son onde fondamentale λ_0 , il suffit d'ajouter à la base une self L telle que l'on ait

$$L = \frac{L_0}{3} \left(\frac{\lambda}{\lambda_0} \right)^2$$

Ainsi, pour avoir l'onde de 600 mètres, avec l'aérien désigné plus haut, il suffit de prendre

$$L = 21 \times \left(\frac{600}{150} \right)^2 = 21 \times 16 = 336.$$

microhenrys. En multipliant cette valeur par 0,3, on trouve d'ailleurs $C \times L = 100,8$ presque égal à 101,4 qui correspond à 600 mètres.

Ces calculs, *approximatifs*, sont suffisants pour la pratique.

Il est une observation importante que nous ne devons pas négliger.

C'est que s'il fallait insérer aux bas de l'antenne une self pour chaque longueur d'onde à obtenir, on obtiendrait une série de selfs tellement grande que nous serions dans l'impossibilité matérielle de la constituer. Nous devons recourir à des selfs variables.

La variabilité des selfs s'obtient de diverses façons.

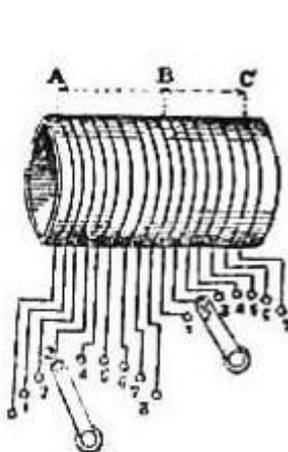


FIG. 219.

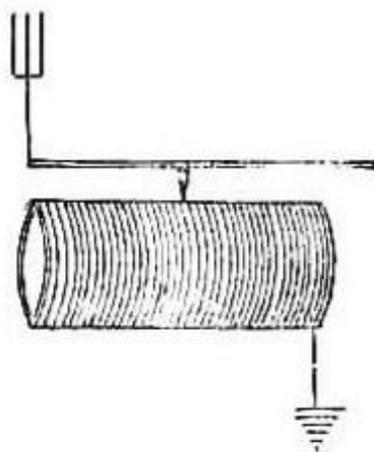


FIG. 220.

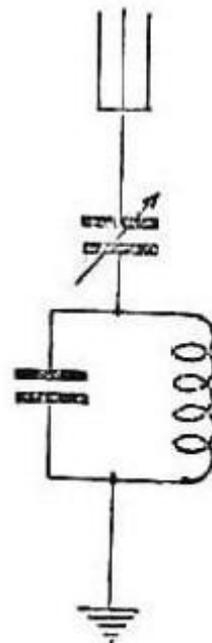


FIG. 226.



FIG. 221.

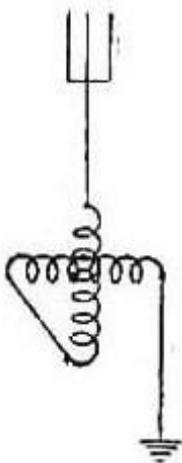


FIG. 222.

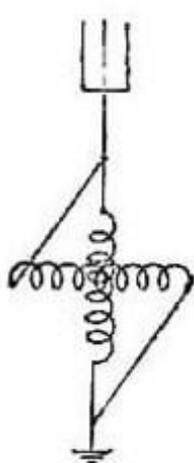


FIG. 223.



FIG. 225.

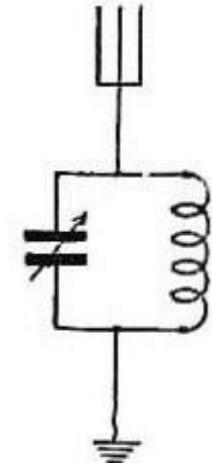


FIG. 224.

BOBINE CYLINDRIQUE VARIANT PAR PLOTS OU PAR SÉRIES DE PLOTS. — Sur un cylindre en carton ou en ébonite, on enroule du fil de cuivre isolé ; on fait une prise toutes les dix spires jusqu'à la 200^e spire, puis une prise par spire toutes les spires aux 10 dernières. La figure montre comment on obtient la variation de la self.

BOBINE CYLINDRIQUE VARIANT PAR SPIRES AU MOYEN D'UN CURSEUR. (*Fig. 220.*) — On prend un cylindre de carton ou d'ébonite sur lequel on enroule du fil émaillé ; on fixe des joues aux extrémités et sur ces joues, on adapte une règle métallique munie d'un curseur à ressort qui peut s'appuyer sur l'enroulement ; on dénude les fils suivant une génératrice, située sous le curseur. La figure 220 montre la variation de la self; les spires qui interviennent dans l'accord se trouvent entre le curseur et la lettre.

VARIATION CONTINUE DE LA SELF PAR L'UTILISATION DES COURANTS DE FOUCAULT. (*Fig. 221.*) — Si dans une bobine cylindrique on plonge un disque ou un cylindre de cuivre, un courant de haute fréquence produit dans la masse métallique des courants de haute fréquence qui engendrent un champ opposé à celui de la bobine. L'autoinduction de celle-ci diminue donc.

VARIATION DE LA SELF PAR VARIOMÈTRE. — On place un enroulement de self à l'intérieur d'un autre, le premier pouvant tourner de 180 degrés à l'intérieur du second. La self induction L varie entre $L_1 + L_2 + 2M$ et $L_1 + L_2 - 2M$, L_1 et L_2 étant les selfs de chacune des bobines, M leur coefficient d'induction mutuelle, variable suivant la position relative des axes. (*Fig. 222.*)

Cette valeur s'applique au cas où les deux bobines sont connectées en série ; on peut les connecter en parallèle (*fig. 223*) et alors la self vaut

$$L = \frac{L_1 \times L_2 - M^2}{L_1 + L_2 - 2M}$$

Ce mode d'association peut s'employer pour les petites ondes, le premier étant convenable pour les longues.

ACCROISSEMENT DE C ET DE L. — L varie d'après les procédés exposés plus haut. C est un condensateur disposé en parallèle aux bornes de la self (*fig. 224*) et on le fait variable pour pouvoir s'adapter à toutes les longueurs d'onde. Sa capacité est en parallèle avec celle de l'antenne et la capacité totale résultante C vaut $C_0 + C = C_1$.

DIMINUTION DE C ET ACCROISSEMENT DE L. — Au lieu de faire varier C et L dans le même sens, on peut diminuer C et faire croître L ; il suffit pour diminuer C de placer un condensateur en série dans l'antenne. (*Fig. 225.*) La capacité résultante C_1 vaut alors

$$C_1 = \frac{C \times C_0}{C + C_0}$$

elle est plus petite que la plus petite capacité employée. Comme la capacité C est généralement variable de 0,05 millièrme à 1 millièrme de microfarad, C_1 descend jusqu'à une valeur inférieure à 0,05 millièrme.

On peut enfin disposer de deux condensateurs, l'un en série, l'autre en parallèle. La capacité C_1 varie depuis 0,05 millièrme jusqu'à la valeur totale que l'on met en parallèle. (*Fig. 226.*)

VALEUR DE L'ACCORD. — L'accord dépend de la valeur de la résonance : si celle-ci est aigüe, l'accord est précis ; si elle est floue, l'accord est mauvais.

Or, la résonance est affectée par la résistance des bobines et par le rapport de la capacité à la self. Étudions d'abord l'effet de la résistance dans un circuit série (*fig. 225*) un courant quelconque traversant un tel circuit

de résistance R , de capacité C et d'autoinduction L , a pour valeur efficace

$$I_1^2 = \frac{E^2}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

Supposons que le circuit ait été réglé à la résonance par la capacité C_1 ; on a alors

$$\omega L - \frac{1}{\omega C_1} = 0$$

et par suite, on peut écrire

$$I_1^2 = \frac{E^2}{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

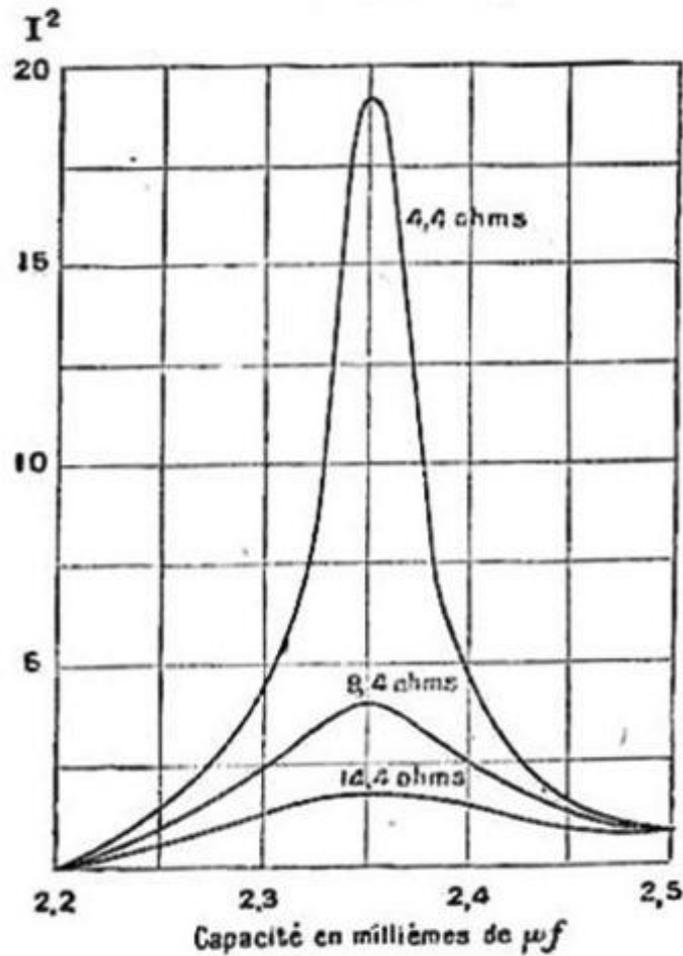


FIG. 227.

Si la force électromotrice E est accordée à la résonance

$$I_2^2 = \frac{E^2}{R^2}$$

Par suite, on tire

$$\frac{\frac{I_2^2 - I_1^2}{I_1^2}}{\frac{C_1 - C}{C}} = \frac{1}{R\omega C_1} = \frac{\omega L}{R}$$

Le rapport $\frac{\omega L}{R}$ dépend de R ; il est d'autant plus grand que R est petit ; or, le premier membre exprime la valeur relative du courant de résonance à un courant quelconque, divisée par la valeur relative de la capacité de résonance à une capacité quelconque. On le prend pour mesure de l'étroitesse de la résonance. La figure 227 montre la forme des courbes obtenues par le bureau standard, à Washington, avec les valeurs indiquées.

Considérons maintenant une bobine de self circulaire ayant un diamètre de 10,5 centimètres et une longueur d'enroulement de 10 centimètres avec du fil de 4/10 sous double couche de coton. Si l'on mesure la résistance de cette bobine pour l'onde de 2.000 mètres, on la trouve égale à 12 ohms environ ; la même bobine pour 1.500 mètres donnera 16 ohms. La sélectivité sera donc moins bonne sur 1.500 mètres que sur 2.000.

Si nous prenons du fil torsadé au lieu de fil plein, la résistance est inférieure de moitié jusqu'à l'onde de 1.500 mètres et du tiers au-dessus.

Nous avons donc un intérêt très grand à user du fil torsadé et à réduire notre résistance au minimum. Nous reviendrons sur cette question quand nous traiterons de la construction des selfs.

Examinons ensuite le rapport de la capacité à la self. Nous avons vu que l'étroitesse de la résonance est mesurée par

$$\frac{1}{\omega C_1 R} = \frac{\omega L}{R}$$

On voit qu'elle sera d'autant plus aiguë que C₁ est plus petit et que ωL est plus grand. *Donc, pour la sélectivité des circuits séries, il faut prendre une grande self et une faible capacité.*

Considérons maintenant l'accord parallèle (fig. 224) ; le courant à la résonance est minimum ; il a pour valeur

$$I = \frac{ER}{R^2 + (6,28/L)^2}$$

et est d'autant plus faible que L est plus grand pour une tension, une résistance et une fréquence données ; la valeur de ce courant sera maximum pour une capacité grande et une self petite.

Donc, pour la sélectivité des circuits parallèles, il faut prendre une forte capacité et une faible self.

RÉALISATION DE L'ACCORD SECONDAIRE. — Dans l'accord secondaire, la self et la capacité sont en série ; il faut donc appliquer la règle des circuits séries.

RÉALISATION DE L'ACCORD DANS LES ÉTAGES DE RÉSONANCE. — Dans les étages de résonance, la self et la capacité sont en parallèle. il faut donc appliquer la règle des circuits parallèles *faible self et forte capacité.*



CHAPITRE II

Les bobines d'accord

I

GÉNÉRALITÉS. — Les bobines d'accord, dénommées aussi bobines de self, sont des organes complexes dont l'étude doit être minutieusement conduite.

Remarquons tout d'abord que les bobines de self sont constituées par des conducteurs qui ont une résistance en courant continu, laquelle augmente en haute fréquence comme la racine carrée de la fréquence, mais cette variation ne se retrouve pas identique lorsque les conducteurs sont enroulés en spirale.

Remarquons aussi que deux conducteurs juxtaposés mais séparés par un diélectrique forment un condensateur. Dans une bobine d'auto-induction, il existe de tels condensateurs (*fig. 228*), de sorte qu'en

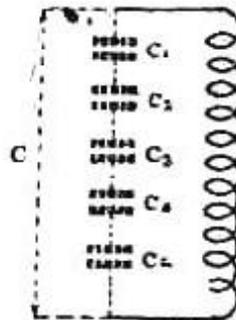


FIG. 228.

définitive les bobines de self possèdent une résistance et une capacité. Elle ont donc une période propre de vibration qui complique les phénomènes.

RÉSISTANCE DES BOBINES D'ACCORD. — D'une manière générale, la résistance des bobines d'accord varie régulièrement, elle croît vite jusqu'à l'onde de 1.500 mètres, un peu moins vite jusqu'à l'onde de 500 mètres et ensuite très rapidement. C'est ainsi qu'une bobine ayant 10,5 cm. de diamètre et 97 spires en fils de 0,1 mm. torsadés au nombre de 48 par spire, a une résistance de 1,2 ohm en courant continu; celle-ci devient supérieure à 4 ohms, à la fréquence de 400.000, c'est-à-dire pour 750 mètres, atteint 9 ohms pour 500 mètres et 18 ohms pour 370 mètres. Par contre, une bobine ayant 97 spires en fil plein de 8/10 de millimètre équivalente à la précédente a plus de 4 ohms à 1.500 mètres, 7 ohms à 750 mètres et plus de 12 ohms à 500 mètres. On voit donc que, pour réduire la résistance des bobines, il faut employer du fil aussi fort que possible et constituer le

conducteur avec des fils plus fins torsadés ensemble. Toutefois, lorsque le diamètre atteint une certaine valeur, 1,2 millimètre, il n'y a plus intérêt à l'augmenter : c'est une constatation d'expérience.

CAPACITÉ DES BOBINES D'ACCORD DITE CAPACITÉ INTERNE OU CAPACITÉ RÉPARTIE. — En général, on considère que cette capacité est constante pour toutes les longueurs d'onde et se détermine au moyen de la longueur d'onde minimum des bobines de self. Breit a fait connaître qu'elle est égale en micro-microfarads à $C = 0,41r$, r étant le rayon de la bobine en centimètres. Il faut remarquer que dans cette valeur n'entrent pas en ligne de compte les connexions des extrémités, l'isolant, la substance sur laquelle se fait l'enroulement, l'épaisseur de l'isolant, etc. Elle est donc très approchée et pratiquement on peut adopter la valeur

$$C = 0,8 r \text{ micro-microfarads.}$$

Celle-ci diminue quand l'axe de l'enroulement croît et elle croît avec le nombre de couches.

Lorsqu'on applique une f. a. m. alternative aux bornes de la self, on a une self et une capacité en parallèle dont l'impédance devient infinie par la fréquence de résonance. Ainsi, une self de 600 microhenrys qui a une capacité de 15 micro-microfarads = 0,015 millièmes possède une période de vibration correspondante à l'onde de 180 mètres. L'amplification est donc parfaite, si cette bobine est employée comme primaire d'un transformateur haute fréquence sur l'onde de 180 mètres.

Lorsque la self fait partie d'un circuit oscillant, à sa capacité s'ajoute celle du condensateur d'accord car les deux sont en parallèle.

Si l'on utilise, comme self d'accord, une bobine dont un certain nombre de spires restent en dehors de l'accord, celles-ci ont une capacité et constituent un circuit oscillant qui absorbe de l'énergie aux dépens du circuit oscillant de réception et qui, par suite, nuit à l'intensité de la réception. C'est l'effet de bout mort. (Fig. 229.) Il faut l'éviter surtout dans le

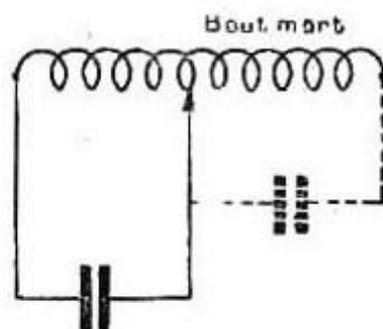


FIG. 229.

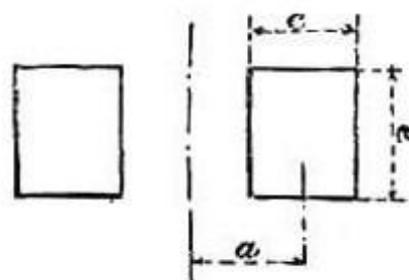


FIG. 230.

domaine du broadcasting radiophonique qui emploie des ondes courtes.

Ainsi, les bobines d'accord devront avoir une résistance aussi faible que possible, une capacité répartie aussi faible également qu'il est possible de le faire. Nous allons apprendre à les construire, en considérant d'abord les selfs fixes, puis les selfs variables

II. CONSTRUCTION DES SELFES OU BOBINES D'AUTOINDUCTION FIXES.

A. — Bobines circulaires à une couche.

La formule que l'on emploie est due à Nagaoka qui l'a publiée en 1909 ; si l'on désigne par n le nombre de spires au centimètre, par l la longueur

de la bobine en centimètres et par D le diamètre en centimètres, on a la self L

$$L = \pi^2 D^2 n^2 K \times \frac{1}{10^9}$$

ou $L = 0,00987 \times D^2 \times n^2 \times l \times K$

K étant un facteur qui dépend de la valeur du rapport $\frac{D}{l}$ du diamètre à la longueur de la bobine. La table suivante donne les valeurs de K.

TABLE

$\frac{D}{l}$	K	$\frac{D}{l}$	K
0,00	1,000.000	0,36	0,863.158
0,01	0,995.769	0,37	0,859.799
0,02	0,991.562	0,38	0,856.461
0,03	0,987.381	0,39	0,853.146
0,04	0,983.224	0,40	0,849.853
0,05	0,979.092		
0,06	0,974.985	0,41	0,846.853
0,07	0,970.903	0,42	0,843.335
0,08	0,966.847	0,43	0,840.110
0,09	0,962.815	0,44	0,369.806
0,10	0,958.807	0,45	0,833.723
		0,46	0,830.563
0,11	0,954.825	0,47	0,827.424
0,12	0,950.868	0,48	0,824.307
0,13	0,946.935	0,49	0,821.211
0,14	0,943.025	0,50	0,818.136
0,15	0,939.141		
0,16	0,935.284	0,51	0,815.082
0,17	0,931.450	0,52	0,812.049
0,18	0,927.639	0,53	0,809.037
0,19	0,923.854	0,54	0,806.046
0,20	0,920.093	0,55	0,803.075
		0,56	0,800.125
0,21	0,916.356	0,57	0,797.195
0,22	0,912.643	0,58	0,794.825
0,23	0,908.951	0,59	0,791.395
0,24	0,905.290	0,60	0,788.525
0,25	0,901.649		
0,26	0,898.033	0,61	0,785.675
0,27	0,894.440	0,62	0,782.844
0,28	0,890.871	0,63	0,780.032
0,29	0,887.325	0,64	0,777.240
0,30	0,883.830	0,65	0,774.467
		0,66	0,771.713
0,30	0,880.305	0,67	0,768.978
0,32	0,876.329	0,68	0,766.262
0,33	0,873.377	0,69	0,763.565
0,34	0,869.948	0,70	0,760.886
0,35	0,866.542		

TABLE (Suite.)

$\frac{D}{l}$	K	$\frac{D}{l}$	K
0,71	0,758.325	1,80	0,551.057
0,72	0,755.582	1,85	0,544.413
0,73	0,752.958	1,90	0,537.945
0,74	0,750.351	1,95	0,531.647
0,75	0,747.762	2,00	0,525.510
0,76	0,745.191		
0,77	0,742.637	2,10	0,513.701
0,78	0,740.100	2,20	0,502.472
0,79	0,737.581	2,30	0,491.782
0,80	0,735.079	2,40	0,481.591
		2,50	0,471.865
0,81	0,732.593	2,60	0,462.573
0,82	0,730.126	2,70	0,453.686
0,83	0,727.675	2,80	0,445.177
0,84	0,725.240	2,90	0,437.023
0,85	0,722.821	3,00	0,429.199
0,86	0,720.419		
0,87	0,718.033	3,10	0,421.687
0,88	0,715.663	3,20	0,414.468
0,89	0,713.308	3,30	0,407.524
0,90	0,710.969	3,40	0,400.840
		3,50	0,394.401
0,91	0,708.647	3,60	0,388.192
0,92	0,706.339	3,70	0,382.203
0,93	0,704.047	3,80	0,376.421
0,94	0,701.770	3,90	0,370.834
0,95	0,699.509	4,00	0,365.433
0,95	0,699.509		
0,96	0,697.262	4,10	0,360.206
0,97	0,695.030	4,20	0,355.147
0,98	0,692.813	4,30	0,350.249
0,99	0,690.611	0,40	0,345.503
1,00	0,688.423	4,50	0,340.878
		4,60	0,336.431
1,05	0,677.607	4,70	0,332.095
1,10	0,667.315	4,80	0,327.890
0,15	0,657.263	4,90	0,323.800
1,20	0,647.527	5,00	0,319.825
1,25	0,638.094		
1,10	0,628.911	5,50	0,301.504
1,35	0,620.086	6,00	0,285.410
1,40	0,611.487	6,50	0,271.146
1,45	0,603.144	7,00	0,258.406
1,50	0,595.045	7,50	0,246.949
		8,00	0,286.582
1,55	0,587.182	8,50	0,227.152
1,60	0,579.543	9,00	0,216.532
1,65	0,572.119	9,50	0,210.318
1,70	0,564.903	10,00	0,203.324
1,75	0,557.885		

Les valeurs que l'on donne pour K supposent une distribution de courants uniforme et sont trop grandes si, par suite de l'effet pelliculaire, ou "skin effect" les courants se concentrent dans la partie intérieure de l'enroulement, mais la différence est peu importante. Ainsi, une bobine de self qui avec un courant de 42 périodes a une autoinductance égale à 489 microhenrys, avec un courant de 150.000 périodes a une inductance de 460 microhenrys, on a donc une variation de 6/100, qui est négligeable.

La meilleure forme de bobine pour une longueur de fil donnée est celle pour laquelle D/l vaut 2,50, ce qui donne $k = 0,471865$.

Soit à calculer l'inductance d'une bobine ayant 10 centimètres de longueur, 25 centimètres de diamètre, et 10 spires par centimètre.

Le rapport D/l est égal à 2,5, $K = 0,471865$; on a

$$L = 0,00987 \times 25^2 \times 10^2 \times 10 \times 0,471865 = 2.910 \text{ microhenrys.}$$

Pour pouvoir appliquer convenablement la formule de Nagaoka, il faut connaître le nombre de spires par centimètre de longueur. La table suivante donne ce renseignement pour les fils ayant un diamètre variant de 1/10 de millimètre à 3 millimètres. Mais la résistance de la bobine sera minimum si l'on emploie du fil torsadé de 1/10 de millimètre, de manière à constituer un diamètre total de 1,2 millimètre.

Avec de fortes selfs, on aurait avec ce diamètre des enroulements très encombrants; aussi peut-on choisir le fil de 8/10 de millimètre, mais ne pas descendre au-dessous de 5/10 de millimètre.

Il faut, en outre, ne pas perdre de vue que la mauvaise qualité du diélectrique entraîne une certaine consommation d'énergie entre les fils de l'enroulement. La soie est, à cet égard, meilleure que le coton; on doit donc, si le prix n'est pas prohibitif, choisir de préférence le fil torsadé de 5 à 6 dixièmes de millimètre isolé à la soie, sous simple ou double couche, la double couche étant naturellement préférable à la simple couche.

La capacité répartie des bobines circulaires est estimée, avons-nous dit, à $0,8r$ micro-microfarads, r étant le rayon de la bobine de self ou $0,4D$. D étant le diamètre. En adoptant les bobines de forme optimum pour lesquelles $D = 2,5l$, on a une capacité égale à $l \times 1,008$ micro-microfarads.

TABLE

DONNANT LE NOMBRE DE TOURS PAR CENTIMÈTRE DES DIVERS FILS
EMPLOYÉS DANS LA FABRICATION DES SELFS

DIAMÈTRE DU FIL NU \bar{E} en m/m.	FIL NU	NOMBRE DE SPIRES PAR CENTIMÈTRE			
		FIL ISOLÉ			
		sous simple couche coton.	sous simple couche soie.	sous double couche coton.	sous double couche soie.
0,20	50	30,30	40	23,25	33,99
0,25	40	26,31	33,33	30,82	28,98
0,30	33,33	23,25	28,57	18,86	25,31
0,50	20	14,28	18,18	13,69	16,80
0,60	16,66	13,69	15,38	12,04	14,38
0,80	12,5	10,78	11,76	10,75	11,17
1,00	10	8,69	9,52	7,77	9,13
2,00	5	4,65	4,87	4,37	4,77
3,00	3,33	3,17	3,27	3,04	3,23

Habituellement, un des problèmes que l'on rencontre dans la construction des selfs consiste à trouver le nombre de tours de fil n avec une longueur donnée l , de fil pour obtenir une inductance donnée L , le diamètre des spires étant égal à D ; nous adopterons la forme optimum $D = 2,5l$.

On tire de l'expression qui donne L les valeurs de n et de l

$$n = \frac{50}{2,15D} \sqrt{\frac{L}{D}} \quad l = \frac{D}{2,5}$$

Soit à trouver, par exemple, le nombre de spires par centimètre ayant 10 centimètres de diamètre, qu'il faut avec 100 mètres de fil pour obtenir une self 1.000 microhenrys. On a

$$n = \frac{50}{2,15 \times 10} \sqrt{\frac{1.000}{10}} = \frac{50}{2,15} = 23,22$$

$K = 0,471.865$: on peut vérifier que l'inductance est bien de 1.000 microhenrys, mais le fil à adopter devra avoir un diamètre de 3,5/10 de millimètre environ sous simple couche de soie et sera émaillé.

Une deuxième espèce de problème peut se poser : étant donné un enroulement de forme donnée, quelle longueur d'enroulement et combien de tours faut-il pour obtenir une inductance donnée ?

Ici, l'inconnue est l ; prenons du fil de 3,5/10 de millimètre émaillé sous simple couche de soie ; on a 23,22 spires par centimètre ; la longueur $l = \pi n D l$ devient calculable si l'on connaît L ; or de

$$L = 0,00987D^2n^2K$$

on tire

$$l = \frac{L}{0,00987D^2n^2K}$$

et, par suite

$$l = \frac{\pi n D L}{0,00987D^2n^2K} = \frac{L}{0,00314DnK}$$

Avec $n = 23,22$ et $D = 10$ centimètres, on a, pour 1.000 microhenrys :

$$l = \frac{1.000}{0,00314 \times 10 \times 23,22 \times 0,471865} = 1.000 \text{ mètres}$$

pour $D = 2,5l$. On pourrait partir de $l = \frac{D}{2,5}$.

D'une façon générale, si l'on ne détermine pas à l'avance le rapport entre D et l , le problème pour une inductance donnée admet une infinité de solutions. Il est avantageux de choisir la forme optimum qui permet de simplifier les calculs.

B — Bobines circulaires à plusieurs couches.

Lorsque les inductances doivent être très élevées, on aurait des dimensions trop fortes si l'on ne devait employer qu'une seule couche d'enroulement ; on les réduit en utilisant plusieurs couches. (Fig. 230.) Appelons a le rayon moyen de l'enroulement, c son épaisseur, l sa longueur, n le nombre de tours ; la self L est donnée par la formule

$$L = \frac{0,03948a^2n^2K}{l} - \frac{0,01257n^2ac}{l} (0,693 + E).$$

La valeur de E est donnée par la table ci-après :

$\frac{l}{c}$	E	$\frac{l}{c}$	E	$\frac{l}{c}$	E	$\frac{l}{c}$	E
1...	0,000	6...	0,245	12...	0,289	22...	0,313
2...	0,120	7...	0,256	14...	0,296	24...	0,316
3...	0,175	8...	0,266	16...	0,302	26...	0,318
4...	0,208	9...	0,273	18...	0,306	28...	0,320
5...	0,229	10...	0,279	20...	0,310	30...	0,322

Cherchons la valeur de la self totale constituée avec 10 couches de fil et 20 tours par couche, le rayon moyen étant de 10 centimètres. La bobine a 2 centimètres d'épaisseur et 2 centimètres de longueur.

On a ici : $a = 10$, $n = 200$, $l = 2$, $c = 2$, $D = 2a = 20$, $\frac{2a}{l} = 10$,

$K = 0,203$, $\frac{l}{c} = 1$, $E = 0$.

$$L = \frac{0,03948 \times 100 \times 200^2 \times 0,203}{2} - \frac{0,1257 \times 200^2 \times 10 \times 2}{2} \times 0,693$$

$$L = 12,544 \text{ microhenrys.}$$

Nous n'insisterons pas davantage sur ces sortes de selfs, le calcul ci-dessus montrant comment on doit faire ces opérations ; nous remarquerons toutefois que leur capacité répartie est relativement grande et qu'on ne les emploie guère que dans la construction des ondemètres.

CONSTRUCTION DES SELFS CIRCULAIRES. — On prend une carcasse en presspahn très sec, on le couvre d'une couche de vernis à la gomme laque et on sèche à nouveau. On enroule ensuite le fil choisi en spires bien jointives après s'être assuré que l'isolement n'est pas humide. On peut passer ensuite une deuxième couche de vernis pour assurer la bobine contre les déformations légères. La fixation des extrémités de l'enroulement doit être particulièrement soignée : on peut, par exemple, disposer aux extrémités deux blocs portant deux bornes de serrage chacun ; on peut de la sorte établir les connexions avec une facilité et un soin sans égal. (*Fig. 231.*)

C. — Bobines en nid d'abeilles.

Pour réduire la capacité répartie des selfs, on a eu recours à un enroulement spécial appelé nid d'abeilles, parce qu'il présente des cellules analogues à celles que l'on rencontre dans les gâteaux de miel ; les conducteurs ne sont plus disposés parallèlement et séparés par une faible épaisseur d'isolant, ils se croisent et n'ont eu qu'une très petite portion de leur surface en regard d'une portion voisine égale. La capacité résultante est ainsi très petite.

Pour les construire, on distingue les bobines ayant un coefficient de self induction faible, de celles qui ont un coefficient élevé.

FAIBLES SELFS. — L'enroulement a une épaisseur de 2,5 centimètres. On prépare un cylindre en bois de 4 centimètres de longueur et de 5 centimètres de diamètre ; on dispose aux deux bouts, à 0,75 centimètres du bord, deux couronnes I et II de lîges en acier en nombre pair ou impair, 14 par exemple, décalées les unes par rapport aux autres, de manière que deux lîges d'une couronne encadrent une lîge de la couronne opposée. On recouvre le cylindre d'un carton ayant 2,5 millimètres d'épaisseur et verni à la gomme laque sur la surface extérieure. La figure 232 donne une idée du

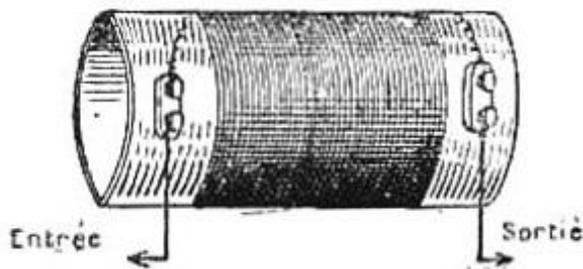


FIG. 231.

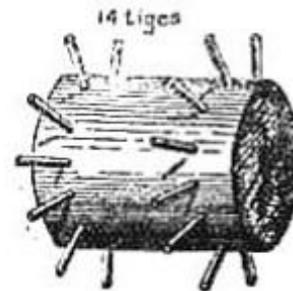


FIG. 232.

mandrin préparé. On numérote de 1 à 14 les lîges de chaque couronne, on prend du fil de 4/10 de millimètre isolé sous une couche de soie, ou mieux sous double couche ; on fixe ce fil à la 1^{re} couronne en ayant soin de laisser un bout libre assez long, quelque 20 centimètres par exemple. L'autre extrémité est tendue jusqu'à la 8^e pointe de la couronne II, puis on revient à la 2^e de la 1^{re}, on repart vers la 9^e de la 2^e, de là à la 3^e de la 1^{re}, et ainsi de suite. On revient au point de départ au 15^e tour ; on recommence une 2^e, puis une 3^e couche, et ainsi de suite. Quand on a terminé le nombre de

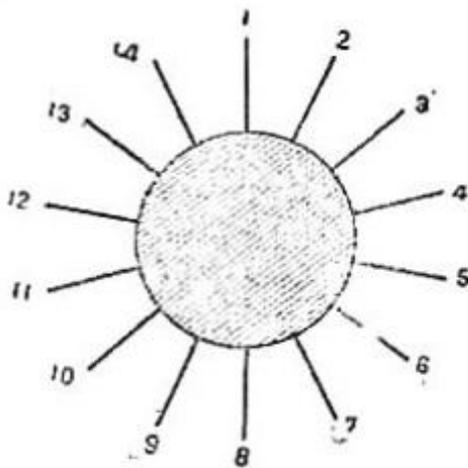


FIG. 233.



FIG. 234.

couches désirées, on revient à la pointe n° 1, on fixe l'extrémité libre aux conducteurs voisins afin de conserver la rigidité de l'enroulement ; on donne alors une ou deux couches de vernis à la gomme laque et on sèche à l'air ; finalement, on enlève les lîges, on tire le noyau de bois et la bobine de self reste entière. On entoure extérieurement l'enroulement d'une bande de celluloid qu'on fixe à un support en ébonite épousant la forme de la self et

dans lequel on a ménagé des trous permettant de loger des broches auxquelles on fixe les extrémités libres. (Fig. 233.)

FORTES SELFS. — Pour les selfs de forte dimension, on choisit un mandrin identique, mais on y dispose 30 à 40 tiges, 35 par exemple ; on procède comme plus haut avec du fil de 4/10, mais le nombre de couches peut être très élevé. On termine comme ci-dessus.

Les figures 232, 233, 234 et 235, montrent le schéma d'enroulement, l'aspect d'une self en nid d'abeilles terminée et le détail du support.

Les nids d'abeilles sont en général fixés sur des supports mobiles de façon à pouvoir prendre un accouplement variable.

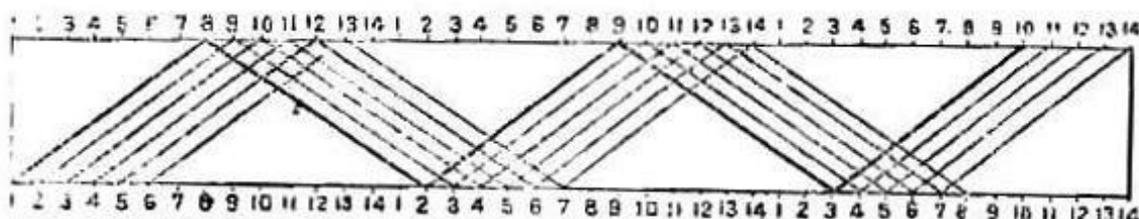


Fig. 235.

L'industrie radiophonique en construit, dont les formes sont très variées et l'on n'a que l'embarras du choix.

Il n'y a pas de formule simple permettant de déterminer à l'avance la valeur d'une self en nid d'abeilles. On peut adopter la relation suivante, déjà donnée

$$L = \frac{0,0395 a^2 n^2 K}{l} - \frac{0,01257}{l} n^2 a c (0,693 + E).$$

où les lettres ont la même signification. Mais il est préférable de procéder par comparaison. Voici, à titre de renseignement, les spécifications de quelques marques de selfs :

SELS UNIC

NOMBRE DE SPIRES DE LAQUELLES	INDUCTANCE en Microhenrys	Long. d'onde minimum en mètres	avec une capacité de		NOMBRE DE LAMES	INDUCTANCE en Microhenrys	Long. d'onde minimum en mètres	avec une capacité de	
			0,5/100	1/100				0,5/100	1/100
10	11,3	65	150	200	150	1.530	775	1.630	2.320
15	17,8	84	180	250	175	2.050	895	1.910	2.720
20	27,3	125	260	363	200	2.400	978	2.060	2.960
25	39	164	323	456	250	3.400	1.152	2.510	3.560
30	54,5	192	392	550	300	4.250	1.228	2.750	3.890
35	105	218	435	610	400	7.000	6.190	3.480	5.000
50	203	305	615	864	500	15.000	2.305	5.100	7.030
60	283	355	720	1.000	750	31.600	3.500	7.450	10.575
75	425	426	885	1.225	1.000	50.000	4.350	9.470	13.280
100	667	508	1.075	1.535	1.250	69.000	5.250	11.075	15.660
125	1.065	650	1.380	1.940	1.500	106.500	6.190	13.630	19.100

SELS GAMMA

Numéros	Tours	Nature du fil	Inductance en millihenrys	Longueur d'onde propre	LONGUEUR D'ONDE SUR			
					DE MICROFARAD			
					1/10.000	5/10.000	1/1000	3/1000
00	7		0.005					
0	15	6 brins	0.023	100	105	204	281	395
0 bis	22	émaillés de	0.065	100	168	337	467	662
1	30	20/100	0.090	115	213	409	577	818
1 bis	45	une couche	0.180	175	290	597	824	1.165
2	60	coton	0.303	250	410	818	1.160	1.642
2 bis	90		0.610	275	510	1.070	1.465	2.070
3	120	4 brins émaillés	1.120	300	685	1.405	1.950	2.760
3 bis	150	de 20/100	1.520	360	750	1.620	2.200	3.120
4	250	1 couche coton	3.500	600	1.200	2.410	3.340	4.720
5	500	4 br. de 15/100	17.600	1.200	2.500	5.500	7.500	10.600
6	1.000	1 couche coton	60.600	2.200	5.000	10.000	14.300	20.250
S/1	1.250	0.22	105.900	3.000	6.250	13.200	18.700	26.500
S/2	1.500	1 couche soie	156.000	3.800	7.200	15.950	22.300	31.600

SELS AUDIO

NOMBRE de spires	DIAMÈTRE du fil	CARACTÉRISTIQUES	SELF en microhenrys	LONGUEUR D'ONDE APPROXIMATIVE		
				Minima	Avec 0,5/1000	Avec 1/1000
25	4/10	Série Spéciale pour courtes ondes.	25	96	213	300
35	4/10		53	140	308	435
50	4/10		110	202	445	627
75	3/10		264	312	690	970
100	3/10		484	436	920	1.310
150	3/10	Bobinage nids d'abeilles normal	1.089	634	1.396	1.967
200	3/10		2.074	875	1.927	2.715
300	3/10		4.839	1.339	2.945	4.150
400	3/10		11.000	2.025	4.455	6.275
600	3/10		21.800	2.835	6.240	8.800
800	2/10	Bobinage nids d'abeilles serré	33.400	3.515	7.739	10.900
1.000	2/10		58.400	4.645	10.183	14.400
1.250	2/10		jeu pour super-réaction, les 2 bobines.			
1.500	2/10					

On voit par l'examen des tableaux que toutes les selfs ont une longueur d'onde, minima selon les uns, propre selon les autres. Cela prouve l'existence d'une capacité répartie qu'il est facile de trouver en se reportant au tableau des produits CL. Ainsi, la self Audio, qui a 75 spires, une longueur d'onde minima de 312 mètres et une self de 264 microhenrys, a une capacité répartie de 1/10.000 de microfarad. Elle est énorme et nous pensons qu'en réalité elle est plus basse, car on a dû la mesurer avec un condensateur de 5/100.000 qui s'ajoute à la capacité propre de la self. On a, dans ce cas

$$5/100.000 + C_s = \frac{1}{10.000}$$

d'où

$$C_s = \frac{1}{10.000} - \frac{5}{100.000} = \frac{5}{100.000}$$

C'est plus vraisemblable et conforme à ce qu'on sait des capacités réparties.

L'existence de la longueur d'onde minimum λ_0 signifie qu'on ne peut obtenir un accord sur une onde inférieure à λ_0 , quelle que soit la petitesse de la capacité d'accord.

ENROULEMENT DUOLATÉRAL. — Dans le nid d'abeilles simple, le fil, en partant de la pointe 1 pour revenir à la pointe 2 de la 1^{re} couronne, accomplit un tour + 1/14 de tour. Le nombre de tours par couche est donc de $14 + 1$ tours.

Si l'on choisit le nombre de tiges métalliques de façon qu'à la fin de la 1^{re} couche le fil revienne non à la première tige, mais à une pointe intermédiaire entre le premier et le second tour, on a ce qu'on appelle un enroulement duolatéral.

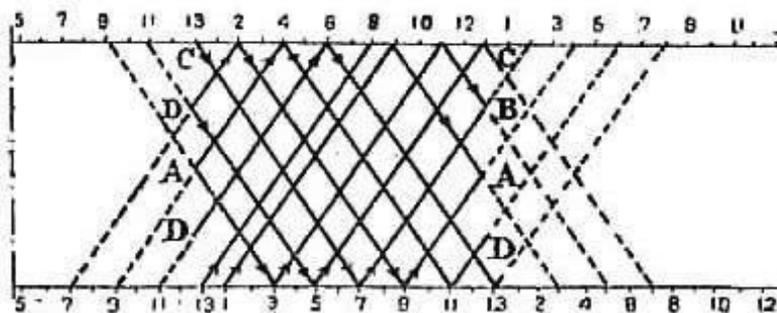


FIG. 236.

La figure 236 montre une manière d'enrouler ; il faut $2N + 1$ tiges par circonférence, N étant le nombre de tours par couche.

La capacité de ces bobines est du même ordre que celle des précédentes, bien qu'un peu plus faible. Voici, à titre de documentation, les caractéristiques des nids d'abeilles « Intégra », dont l'enroulement est duolatéral ; le fil est en cuivre rouge sous une couche de colon.

NOMBRE DE SPIRES	LONGUEUR D'ONDE PROPRE	AVEC 0,5/1000	AVEC 1/1000
3	28 m.	70 m.	100 m.
5	34 —	90 —	130 —
10	42 —	130 —	180 —
15	50 —	200 —	255 —
20	56 —	275 —	360 —
25	62 —	336 —	456 —
35	75 —	490 —	654 —
50	110 —	650 —	800 —
75	200 —	980 —	1.230 —
100	320 —	1.200 —	1.650 —
125	430 —	1.450 —	1.960 —
150	510 —	1.720 —	2.390 —
175	660 —	2.050 —	2.770 —

OMBRE DE SPIRES	LONGUEUR D'ONDE PROPRE	AVEC 0,5/1000	AVEC 1/1000
200	750 —	2.290 —	3.030 —
225	880 —	2.530 —	3.340 —
250	940 —	2.730 —	3.650 —
275	970 —	2.810 —	3.730 —
300	1.060 —	2.990 —	4.020 —
350	1.140 —	3.470 —	4.480 —
400	1.220 —	4.275 —	5.575 —
500	1.325 —	4.425 —	6.075 —
600	1.850 —	6.150 —	8.300 —
750	2.010 —	6.825 —	8.825 —
1.000	3.100 —	9.900 —	14.500 —
1.250	5.800 —	12.700 —	19.200 —
1.500	6.300 —	15.900 —	24.500 —

D. — Enroulements en gabion.

L'enroulement en gabion est un enroulement de genre cylindrique ; il est effectué sur une forme comprenant des tiges verticales en nombre plus ou moins grand ; les fils passent tantôt à l'intérieur des tiges, tantôt à l'extérieur et se croisent dans l'intervalle de deux tiges. La capacité est un peu plus faible qu'avec les bobines cylindriques.

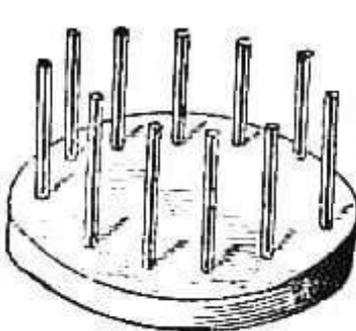


FIG. 237

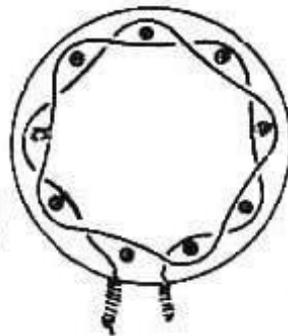


FIG. 237 bis



FIG. 238

Les figures 237, 237 bis et 238 donnent une idée de la forme de ces selfs dont on peut déterminer approximativement la valeur au moyen de la formule de Nagaoka.

E. — Enroulements en fond de panier.

Sur un disque de bois ou de métal, on dispose une série de pointes, en nombre impair et équidistantes ; on obtient ainsi des dents, A, B, C, D... et des creux, a, b, c, d... (Fig. 239.) On fait une boucle autour de la dent A

avec du fil de 5/10 isolé à la soie, simple ou double couche ; on laisse un bout assez long pour les connexions, puis on enroule le fil en le faisant passer tantôt à droite, tantôt à gauche, comme le montre la figure 240. On serre les spires pour que l'enroulement soit correct.

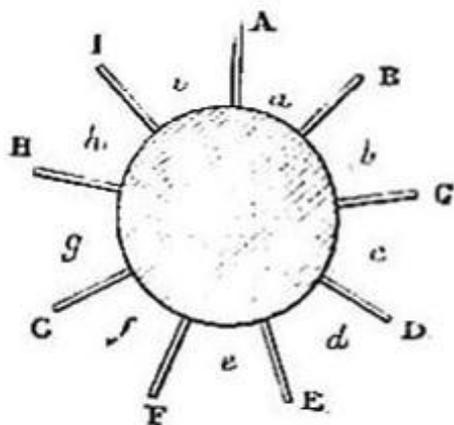


FIG. 239.

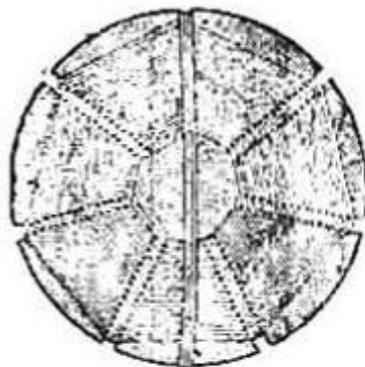


FIG. 242.

Au lieu de disque en bois, on peut employer du carton découpé en forme de circonférence, dans lequel on pratique des vides, comme le montrent les figures 241 et 242.

CALCUL DE LA SELF. — Pour calculer la self d'un enroulement en fond de panier, on applique la formule de Nagaoka :

$$L = 0,00987 D^2 n^2 / K,$$



FIG. 240.

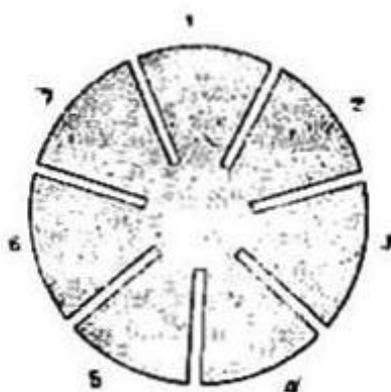


FIG. 241



FIG. 243.

dans laquelle D est le diamètre moyen de l'enroulement, n le nombre de tours par centimètre et l la longueur ou plutôt l'épaisseur de l'enroulement suivant le diamètre. (Fig. 243.)

$$\text{On a} \quad D = \frac{D_x + D_i}{2}$$

D_x est le diamètre extérieur de l'enroulement et D_i le diamètre intérieur. Prenons par exemple du fil de 5/10 de millimètre sous simple couche de soie, qui permet de faire 17,75 tours par centimètre. Adoptons un diamètre intérieur de 6 centimètres et un diamètre extérieur de 14 centimètres; notre diamètre moyen aura $\frac{6 + 14}{2} = 10$ centimètres; l'épaisseur de l'enroulement sera de 4 centimètres. Alors (avec $\frac{D}{l} = \frac{10}{4}$, $K = 0,471865$)

$$L = 0,00987 \times 100 \times \overline{17,75^2} \times 4 \times 0,471865 = 706 \text{ microhenrys.}$$

Il faut que le diamètre intérieur ne soit pas trop petit et il doit être choisi d'après l'épaisseur de l'enroulement. Une règle à observer alors est de se borner à construire des selfs de forme optimum, c'est-à-dire d'employer un diamètre moyen tel que

$$D = 2,5l.$$

Dans ce cas, on trouve facilement que le diamètre intérieur doit avoir pour valeur

$$D_i = 1,5l.$$

III. — CONSTRUCTION DES BOBINES DE SELFS VARIABLES.

Parmi les selfs variables on distingue les selfs à variation continue et les selfs à variation discontinue.

Selfs à variation continue.

La variation continue d'une self est obtenue en se basant sur la variation de la self de deux bobines connectées en série qui est comprise, comme l'on sait, entre les deux valeurs

$$L_1 + L_2 + 2M$$

$$L_1 + L_2 - 2M$$

En faisant varier M , la self résultante augmente ou diminue dans des proportions considérables.

On peut envisager la combinaison de deux selfs en parallèle avec induction mutuelle; l'autoinduction résultante prend alors la valeur

$$L = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 - 2M}$$

M pouvant devenir négatif, L est susceptible de prendre des valeurs très faibles, puisque le dénominateur est alors composé de termes positifs uniquement.

Considérons, par exemple, un cylindre ayant un diamètre égal à 127 millimètres et une hauteur $l = 76$ millimètres; recouvrons-le avec du fil de cuivre émaillé sous soie de 4/10 de millimètre. On peut, par centimètre, avoir 20 spires. La self L de cet enroulement a pour valeur

$$L_1 = 0,00987 \times \overline{12,7^2} \times 20^2 \times 7,6 \times 0,567233^1 = 2.745 \text{ microhenrys.}$$

Considérons maintenant un cylindre ayant même longueur $l = 76$ millimètres, mais un diamètre à 98 millimètres, et recouvrons-le avec du fil de même nature que le précédent. On a

$$L_2 = 0,00987 \times 9,8^2 \times 20^2 \times 7,6 \times 0,630773^2 = 1.752 \text{ microhenrys.}$$

Plaçons ces deux bobines, l'une à l'intérieur de l'autre, de manière que la plus petite puisse tourner à l'intérieur de la seconde. Le coefficient d'induction mutuelle peut être calculé dans ce cas particulier assez simplement, au moyen d'une formule de Newton

$$M = 0,0395 a^2 n_1 n_2 (l - 2A_2)$$

dans laquelle n_1 et n_2 sont le nombre de tours par centimètre, a le rayon de la plus petite bobine, l la longueur commune, A le rayon de la grande bobine, α un coefficient donné par l'expression

$$\alpha = \frac{A + l - r}{2A} - \frac{a^2}{16A^2} \left(1 - \frac{A^2}{r^2}\right) - \frac{2^2}{64A^2} \left(\frac{1}{2} + \frac{2A^2}{r^2} - \frac{5A^2}{r^2}\right), \quad r = \sqrt{l^2 + A^2}.$$

En se bornant aux deux premiers termes pour le calcul de α , on trouve

$$M = 1.460 \text{ microhenrys.}$$

La self L variera donc pour la combinaison série entre

$$L_M = 2.745 + 1.752 + 2 \times 1.460 = 7.417$$

et

$$L_m = 2.745 + 1.752 - 2 \times 1.460 = 1.577 \text{ microhenrys.}$$

La variation est proportionnelle à l'angle que font les axes des deux

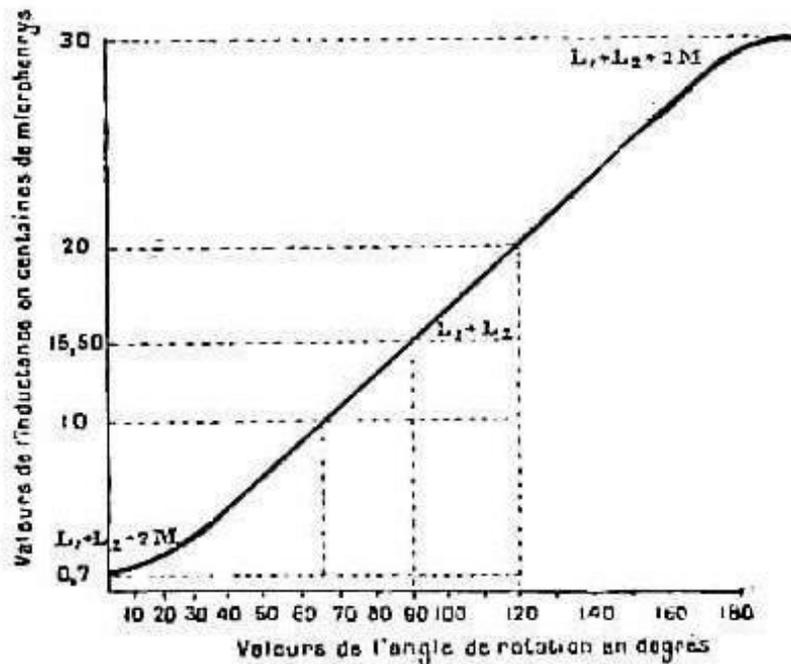


FIG. 244.

(4) Les valeurs de K données dans ces formules ne figurent pas dans le table, on les trouve en supposant les variations de K proportionnelles aux variations de $\frac{D}{l}$ dans l'intervalle compris entre deux valeurs consécutives de $\frac{D}{l}$.

bobines, ainsi que le montre le graphique ci-contre. (Fig. 244.) Pour la combinaison parallèle on a pour limites

$$L_M = 2.000 \text{ microhenrys environ.}$$

$$L_m = 365 \text{ microhenrys —}$$

Ces calculs ne sont évidemment qu'approchés, mais ils donnent une idée exacte de la self résultante et peuvent être pris pour base de calcul. Nous donnons les valeurs d'une autre self variométrique :

Bobine extérieure : diamètre, 12 cm. ; rayon, 6 cm. ; hauteur, 8 cm.

Bobine intérieure : diamètre, 8 cm. ; rayon, 4 cm. ; hauteur 8 cm.

Fil de 8/10 de millimètre sous double couche de coton : 10 au centimètre

On a

$$L_1 = 0,00987 \times 144 \times 100 \times 8 \times 0,595 = 676 \text{ microhenrys.}$$

$$L_2 = 0,00987 \times 64 \times 100 \times 8 \times 0,688 = 358 \text{ microhenrys.}$$

$$M = 0,0395 a^2 n_1 n_2 (l - 2Ax) = 250 \text{ microhenrys.}$$

$$n_1 = n_2 = 10, a = 4, l = 8, A = 6, 2 = \sqrt{36 + 64} = 10$$

On a

$$L = L_1 + L_2 + 2M = 1.534.$$

$$L = L_1 + L_2 - 2M = 534.$$

En choisissant les dimensions des deux bobines, on peut arriver à obtenir des intervalles de variation plus élevés. Les variomètres sont un peu encombrants, mais l'accord peut s'obtenir avec une variation très petite de la self et de la capacité associées.

Pour construire un variomètre avec des bobines cylindriques, on ménage un intervalle au centre de l'enroulement de chaque bobine pour permettre le passage de la tige qui supporte la bobine mobile, ainsi que le montre la figure 245.



FIG. 245.

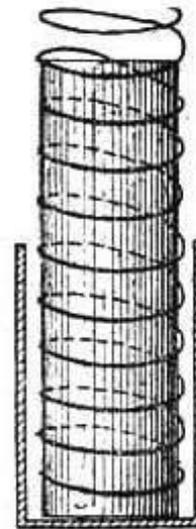


FIG. 245 bis.

Au lieu d'employer des bobines cylindriques, on peut utiliser des fonds de panier disposés suivant des plans verticaux et pouvant glisser l'un par rapport à l'autre, par suite d'un mouvement de rotation autour d'un axe supportant la self mobile.

On peut également se servir de nids d'abeilles dont les positions peuvent influer sur la valeur totale de l'inductance.

Enfin, on peut faire varier une self d'une manière continue, comme le

fait M. L. Bonnet, en l'enveloppant d'une enveloppe métallique en cuivre sur une longueur plus ou moins grande. Le procédé réussit surtout avec une longue bobine cylindrique. Une masse métallique conductrice, placée dans un champ magnétique variable H , devient le siège de phénomènes d'induction ; des courants se produisent dans la masse et leur sens est tel qu'ils produisent un champ magnétique H' , opposé à H , et tendent à annuler H .

Or, une bobine de self-induction, placée dans l'espace annulaire formé par deux cylindres concentriques, produit elle aussi, quand elle est parcourue par un courant de haute fréquence, un champ de haute fréquence H_1 ; les courants induits dans la masse des deux cylindres sont proportionnels à la fréquence du courant radioélectrique et leur intensité est du même ordre ; le champ H_1 , produit par ces courants de sens contraire à H , l'annule.

L'effet de H_1 sur la masse métallique est surtout important pour les spires qu'elle emprisonne et par suite, réciproquement, l'effet de H_1 est prépondérant sur les spires enfermées dans l'espace annulaire. Ce sont donc celles-ci dont l'effet est annulé. En faisant varier le nombre de spires situées dans l'espace annulaire, on fait varier le nombre de spires actives. On peut donc réduire ou augmenter, avec la vitesse que l'on désire, le nombre de spires actives.

D'autre part, la capacité entre spires donne, avec la self active, un circuit oscillant dont on peut faire varier la fréquence en augmentant ou en diminuant cette self active. Il est donc possible de s'accorder avec une seule self sur une gamme étendue de longueurs d'ondes.

Sels à variation discontinue.

1° *Bobines cylindriques.* — On utilise des bobines cylindriques dont les spires sont dénudées suivant une génératrice ; un curseur se meut le long de cette ligne et permet de prendre plus ou moins de spires dans le circuit

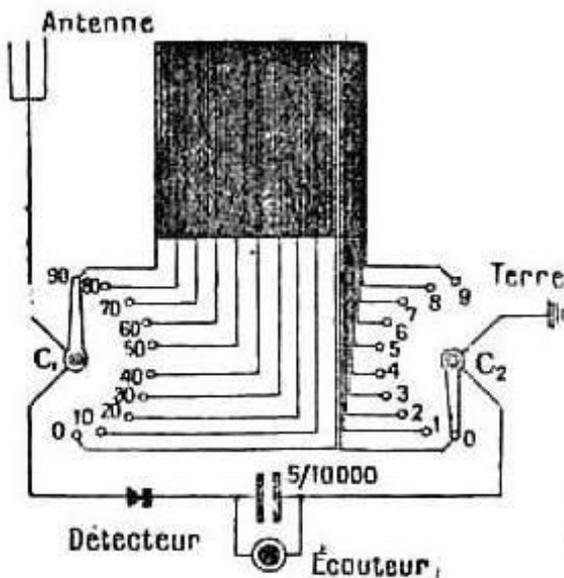


FIG. 247.

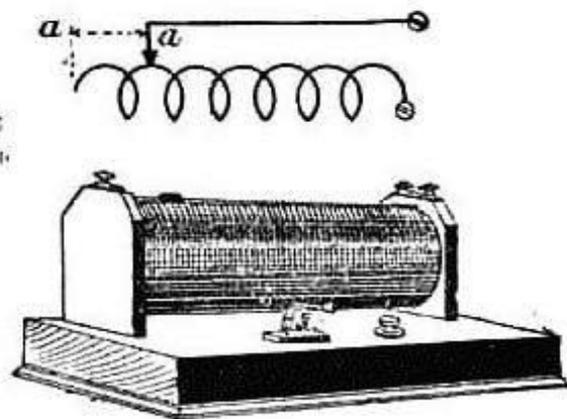


FIG. 246.

oscillant d'accord. La figure 246 montre comment on procède, mais la partie ab inutilisée constitue un circuit oscillant avec sa capacité interne et absorbe de l'énergie. Aussi est-il préférable de n'employer cette disposition qu'avec les postes puissants ou rapprochés.

2° *Bobines à plots.* — Les bobines cylindriques portent, de distance en distance, des prises aboutissant à des plots. En général, on divise l'enroulement en deux parties inégales, l'une OC, comprenant des prises de 10 en 10 spires, l'autre OC, comprenant des prises toutes les spires. (Fig. 247.)

Cette méthode, dite à plots, peut s'appliquer à toutes les selfs, en gabion, en fond de panier, en nid d'abeilles. Après ce que nous avons dit sur la construction de ces organes, nous n'insisterons pas davantage.

IV. — SELFES SPÉCIALES A L'ÉMISSION

Les selfs spéciales à l'émission doivent supporter un courant assez intense et, par suite, posséder une section assez forte ; la section doit être encore plus large à cause du *skin effect*, ou effet pelliculaire. On prend généralement du fil ayant 1 centimètre de diamètre quand il s'agit de postes de faible puissance ; pour les amateurs, 5 millimètres suffisent. On peut enrouler le fil, nu de préférence, en hélice, l'écart des deux spires voisines étant de 1 centimètre. Le calcul de la self se fait encore par la formule de Nagaoka.

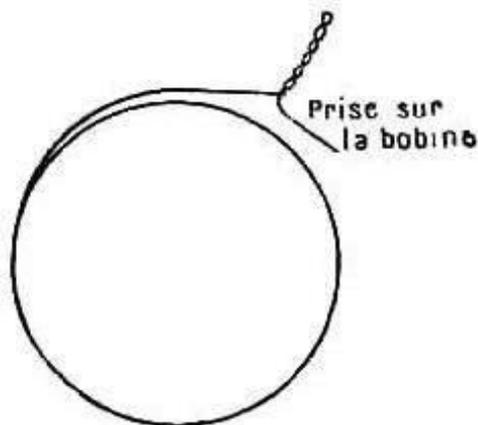


FIG. 248.

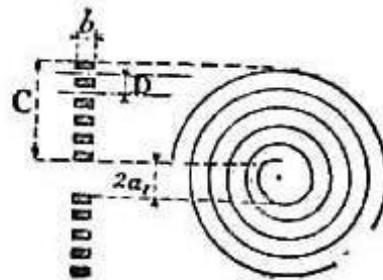


FIG. 248 bis.

On peut aussi employer des spirales plates, avec du ruban de cuivre, comme le montre la figure 248. La self se calcule par la formule

$$L = 0,01257 \, a n^2 \left[2,303 \left(1 + \frac{b^2}{32a^2} + \frac{c^2}{96a^2} \right) \log_{10} \frac{8a}{d} - y^2 + \frac{c^2}{16a^2} y^2 \right]$$

dans laquelle

$$a = a_1 + \frac{1}{2}(n-1)D, \quad d = \sqrt{b^2 + c^2}$$

Quant aux quantités y_1 et y_2 , elles sont données par le tableau suivant :

$\frac{b}{c}$	y_1	y_2	$\frac{b}{c}$	y_1	y_2
0	0,500	0,597	0,50	0,796	0,677
0,025	0,525	0,598	0,55	0,808	0,690
0,05	0,549	0,599	0,60	0,818	0,702
0,10	0,592	0,602	0,65	0,826	0,715

0,15	0,631	0,608	0,70	0,833	0,729
0,20	0,665	0,615	0,75	0,838	0,742
0,25	0,695	0,624	0,80	0,842	0,756
0,30	0,722	0,633	0,85	0,845	0,771
0,35	0,745	0,643	0,90	0,847	0,786
0,40	0,764	0,654	0,95	0,848	0,801
0,45	0,782	0,665	1,00	0,848	0,816

Ainsi, soit une self de 40 tours faits avec du ruban de cuivre, dont la largeur a 1 centimètre ; le diamètre intérieur, 10 centimètres, et la distance entre deux spires, 0,4 centimètre.

Ici, $n = 40$, $b = 1$ cm, $c = nD = 0,4 \times 40 = 16$ cm.

$$2a_1 = 10, a = a_1 + \frac{1}{2}(n-1)D = 5 + \frac{1}{2} \times 39 \times 0,4 = 12,8$$

$$d = \sqrt{b^2 + c^2} = \sqrt{1 + 16^2} = 16,03 \quad \frac{8a}{d} = \frac{102,4}{16,03} = 6,388$$

$$\frac{b^4}{32a^2} = 0,000197, \quad \frac{c^2}{96a^2} = 0,01627, \quad \log_{10} \frac{8a}{d} = 0,58883, \quad \frac{c^4}{16a^3} = 0,09765$$

$$\frac{b}{c} = 0,06 \quad y_1 = 0,5576 \quad y_2 = 0,600$$

$$L = 0,01257 \times 12,8 \times 40^2 [(1 + 0,000197 + 0,01627) 2,303 \times 0,58883 - 0,5577 + 0,6 \times 0,09765] = 252 \text{ microhenrys}$$

CHAPITRE III

Les condensateurs d'accord.

GÉNÉRALITÉS. — Nous avons défini ce qu'on entend par capacité d'un corps et par condensateur ; nous étudierons ici les propriétés des condensateurs envisagés spécialement au point de vue radiotélégraphique.

On emploie deux espèces de condensateur : avec la première catégorie, la capacité est invariable ; avec la deuxième, elle peut varier d'une manière continue ou discontinue.

CONDENSATEURS FINES. — On distingue les condensateurs employés à l'émission et ceux qu'utilise la réception.

1° *Les condensateurs employés à l'émission* ont une capacité assez grande ; pour les postes à ondes amorties, ils ont une valeur de 1/100 de microfarad.

L'isolement entre les armatures doit être tel qu'il puisse supporter les tensions élevées qui sont mises en jeu, 10.000, 15.000 et 20.000 volts.

Les pertes doivent être faibles, le diélectrique généralement utilisé étant l'air pour les puissances petites, ou l'huile, ou le verre, ou le mica. Ces pertes proviennent des fuites qui se produisent d'une armature à l'autre, à travers le diélectrique, du courant dû à la résistance non négligeable des armatures et des fuites qui se produisent à la périphérie des plaques. Avec l'air, c'est la troisième cause qui est la plus importante et il faut employer des supports à très haut isolement ; avec les autres, c'est l'huile qui entraîne le moins de pertes.

Toutes les pertes dans un condensateur correspondent à une consommation d'énergie et peuvent se représenter par une résistance que parcourt un certain courant. Si les pertes sont égales à 20 watts par exemple, avec un courant de 2 ampères, la résistance R équivalente est égale à $20/4 = 5$ ohms. On peut aussi considérer le condensateur comme shunté par une résistance r . La tension étant de 10.000 volts, les pertes de 20 watts, il vient :

$$r = \frac{10.000^2}{20} = 5 \times 10^9 \text{ ohms.}$$

On a alors

$$r = \frac{1}{\omega^2 C^2 R}$$

M. L.-W. Austin a fait des essais à 14.500 volts et à la fréquence de 300.000 ; il a trouvé que R vaut 0,14 pour l'air, 0,28 pour le verre dans

l'huile, 0,57 pour les condensateurs Mosciki, 2,2 avec le papier comme diélectrique. C'est donc l'air qui entraîne le moins de pertes, mais il est difficile d'obtenir de fortes capacités. A cause de cette particularité, on emploie comme diélectrique du verre dans l'huile.

Pour calculer la capacité, nécessitée par la puissance à transmettre, on emploie la formule

$$C = 0,0885 \times \frac{1}{10^9} \times K \times \frac{nS}{e}$$

dans laquelle C est exprimée en microfarads, K désigne la constante spécifique du diélectrique, n le nombre de feuilles de diélectrique, S la surface de chaque feuille en centimètres carrés, e l'épaisseur en centimètres. Pour obtenir une capacité de 1/100 de microfarad avec le verre dans l'huile, comme diélectrique, pour lequel K peut être pris égal à 5, on doit prendre un nombre n de feuilles de diélectrique égal à

$$n = \frac{C \times 10^9 \times e}{0,0885 \times 5 \times S}$$

Prenons $e = 0,25$ cm, $S = 15 \times 20 = 300$ cm², on a

$$n = \frac{0,01 \times 10^9 \times 0,25}{0,0885 \times 5 \times 15 \times 20} = 20.$$

Il faudra avoir 21 et 20 armatures métalliques reliées respectivement ensemble en parallèle pour obtenir les deux armatures du condensateur. Ces armatures en métal, zinc, cuivre ou aluminium, auront une superficie égale à celle du diélectrique et, en plus, des oreilles qui permettent de faire les connexions entre les plaques à réunir ensemble.

On les placera dans un récipient en verre qu'on remplit d'huile.

2° S'il s'agit de la réception, les valeurs de capacité usuellement employées sont celles qu'on utilise dans les amplificateurs à résistance ou à résonance, dans la détection, dans les amplificateurs basse fréquence à résistances et pour shunter les écouteurs ou les hauts-parleurs. Les valeurs nécessaires sont 0,1 millième de microfarad, 0,15, 0,2, 0,25, 0,03, 2, 3, 6 millièmes de microfarad.

La formule employée est encore

$$C = \frac{0,0885}{10^9} \times k \times \frac{nS}{e} \text{ microfarads.}$$

Mais, comme on emploie comme diélectrique du papier ou du mica, le condensateur est peu volumineux.

Prenons comme surface du diélectrique $S = 10$ cm² ($2,5 \times 4$) et adoptons du papier comme diélectrique ($K = 2$), d'épaisseur égale successivement à 0,005, 0,010 et 0,015 centimètre. Calculons la capacité correspondant à un nombre de feuilles de diélectrique croissant.

Considérons d'abord $e = 0,005$ centimètre ; on a

$$C = \frac{0,0885}{10^9} \times \frac{2 \times 10}{0,005} \times n = \frac{0,177}{500} n = \frac{0,354}{1.000} n.$$

Selon que n sera égal à 1, 2, 3, ... 20, on aura les capacités suivantes :

n	C		
1.....	0,354	millième de microfarad.	
2.....	0,708	—	—
3.....	1,062	—	—
4.....	1,416	—	—
5.....	1,770	—	—
6.....	2,124	—	—
7.....	2,478	—	—
8.....	2,832	—	—
9.....	3,186	—	—
10.....	3,540	—	—

Et ainsi de suite.

Considérons ensuite $C = 0,01$ cm ; on a :

$$C = \frac{0,0885}{10^6} \times \frac{2 \times 10}{0,01} n = \frac{0,177}{1.000} n.$$

La capacité est plus petite et l'on voit facilement que le rapport des capacités calculées plus haut à celles qu'on trouverait serait égal à 2.

Considérons enfin $C = 0,015$; on a

$$C = \frac{0,177 \times 10}{10^6 \times 0,015} n = \frac{0,177}{1.500} n.$$

Les nouvelles valeurs sont trois fois plus petites que les premières. Il n'y a pas lieu, par suite, de dresser une table nouvelle qui n'apprendrait rien de neuf.

Naturellement, la surface des armatures devrait être égale à celle du diélectrique et le nombre N des armatures est égal à

$$N = 2n + 1$$

n étant le nombre de feuilles diélectriques.

Si, au lieu de papier, on emploie du mica dont le pouvoir inducteur spécifique est 3 fois supérieur à celui du papier avec les mêmes épaisseurs, les capacités obtenues sont égales à 3 fois celles qu'on a données plus haut. On voit en somme qu'il n'y a rien de plus simple que le calcul des capacités fixes des postes récepteurs.

Construction des capacités fixes pour la réception. — Après avoir déterminé le nombre de feuilles par armature, la surface commune, la nature du diélectrique, on découpe des feuilles ayant les dimensions arrêtées, par exemple 4,5 cm de longueur et 2 de largeur (fig. 249) en ayant soin de ménager des oreilles de 1/1 à chaque extrémité. Cela fait, on dispose $\frac{n}{2} + 1$

feuille d'un côté et $\frac{n}{2}$ de l'autre, les oreilles étant sur des bouts opposés, comme le montre la figure 250, et on les sépare par une feuille d'isolant de 4,5 x 2 cm. On réunit ensemble les oreilles qui sont du même côté au moyen d'une tige filetée sur laquelle on place des rondelles ayant la même épaisseur que l'isolant, mais en clinquant ou en étain ; on évite ainsi de coucher les oreilles supérieures sur les inférieures et de les déchirer. Si l'on ne peut employer ce procédé, on soude les oreilles ensemble.

Le tout est serré entre deux plaquettes d'ébonite, comme le montre la figure 251.

3° *Condensateurs électrolytiques.* (Fig. 252.) — On peut obtenir de grandes capacités de 10 à 50 microfarads au moyen de condensateurs électrolytiques.

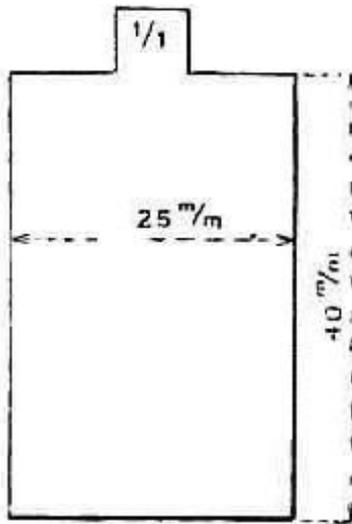


FIG. 240.

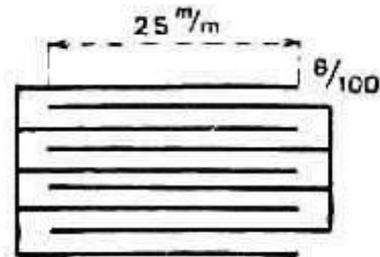


FIG. 250.

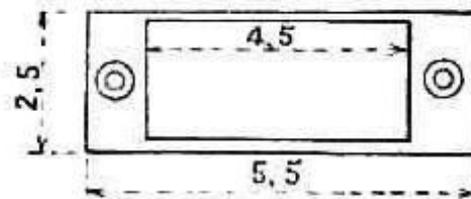


FIG. 251.

Un condensateur de cette nature comprend, en principe, une électrode en aluminium, et une en acier, nickel ou fer, toutes deux plongées dans une solution de borate d'ammonium ; l'aluminium est connecté au pôle positif, le fer au pôle négatif. Pendant les premières minutes, un courant traverse la solution ; l'aluminium se couvre d'une couche d'oxyde d'aluminium ou alumine sur laquelle se forme une mince enveloppe d'oxygène provenant de la dissolution du borate d'ammonium. Ces deux corps, alumine et oxygène, rendent le contact entre l'aluminium et la solution très imparfait et agissent à la manière d'un diélectrique.

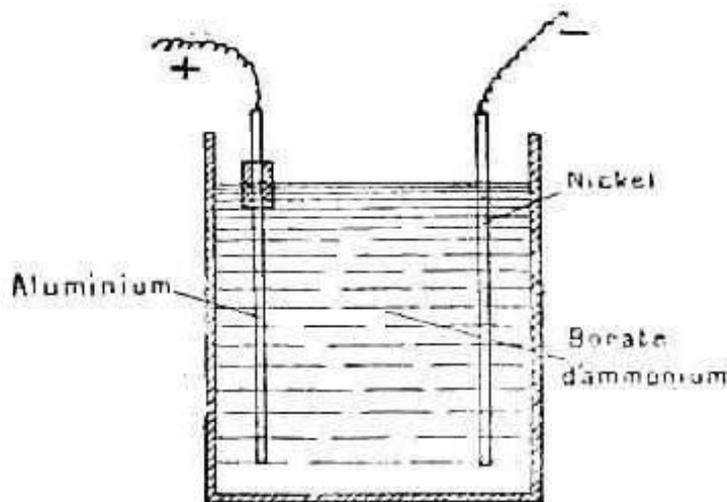


FIG. 252.

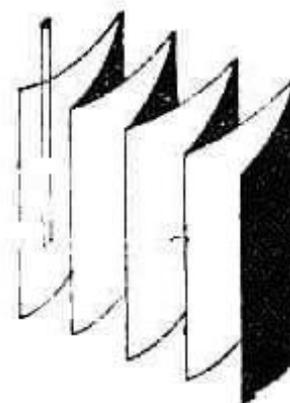


FIG. 252 bis.

Le voltage qu'on peut appliquer à des condensateurs ne doit pas dépasser 110 à 150 volts ; si on veut les employer avec des tensions plus élevées, il faut en disposer plusieurs en série.

La formation de ces condensateurs demande un soin particulier ; la tension à laquelle on les soumet doit être identique à celle qu'ils doivent supporter normalement. D'autre part, la capacité varie suivant la valeur de cette tension comme le montre la table ci-après :

TENSION de formation.	CAPACITÉ par cm ² d'aluminium en millièmes de mf.
50.....	500
75.....	300
100.....	200
150.....	100
200.....	90
300.....	60
400.....	40
600.....	20

La solution a une influence marquée sur la tension critique, mais ne modifie pas la capacité ; aussi on peut remplacer le borate d'ammonium par du citrate ou du phosphate d'ammonium. On la préparera avec de l'eau distillée et le corps employé devra être très pur, de manière qu'il ne puisse pas attaquer les électrodes.

La surface d'aluminium exerçant l'influence prépondérante sur la valeur de la capacité, cette surface devra être calculée d'après la tension de travail et les indications données plus haut. Pour que le vase contenant l'électrolyte puisse servir à une grande surface d'aluminium, celle-ci pourra être pliée en éventail.

Ainsi, pour une tension de 110 volts, une capacité de 20 microfads = 20.000 millièmes devra comporter à l'anode une surface égale à $\frac{20.000}{200} = 100$ cm² ; on prend une hauteur de 10 cm. et une largeur de 10 cm. ; si l'on doit travailler à une tension de 600 volts, on aura une surface de $\frac{20.000}{20} = 10.000$ cm², c'est-à-dire une hauteur de 10 cm. et une largeur de 100 ; on repliera celle-ci, comme le montre la figure 252 bis.

Ces condensateurs sont surtout employés pour le filtrage des courants redressés

CONDENSATEURS VARIABLES. — S'il s'agit de condensateurs d'émission, on fait varier la capacité des batteries en les disposant en séries parallèles, suivant le procédé indiqué sauf pour les petites puissances où l'on emploie des condensateurs analogues à ceux de la réception.

S'il s'agit de la réception, les condensateurs variables prennent des formes assez diverses. Les plus connus ont des armatures semi-circulaires ou des armatures en forme de spirale.

Quand on emploie des armatures semi-circulaires, l'une est fixe et l'autre mobile ; la première a la forme de la figure 253 et est attachée aux points A, B, C ; la seconde a la forme de la figure 253 bis et pivote autour d'un axe placé en D.

La capacité varie comme la surface des plaques en regard, tous les autres

éléments restant invariables. Or, si θ est l'angle que font les surfaces en regard, la superficie commune a pour valeur

$$S = \frac{\pi R^2 \times \theta}{360} = A\theta,$$

en désignant par A la quantité $\frac{\pi R^2}{360}$ qui est bien invariable, il s'ensuit que

la capacité C varie comme l'angle θ . Nous pouvons tracer son diagramme identique à une droite comme celui d'un mouvement uniforme (fig. 253),

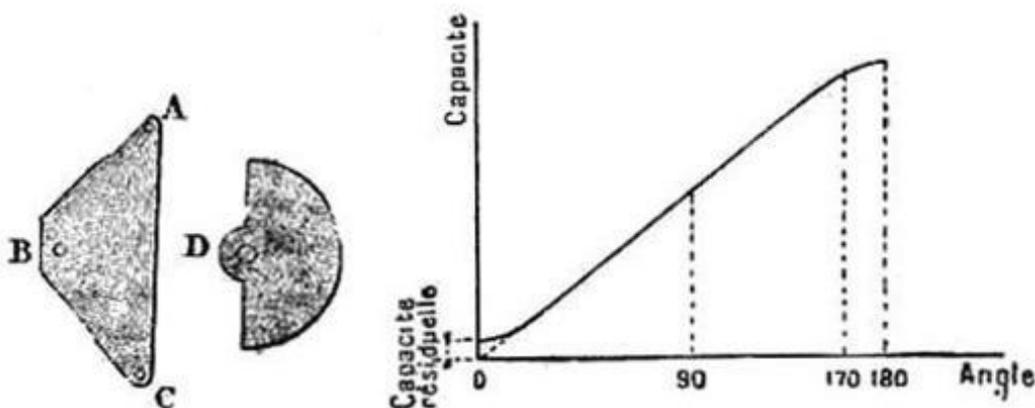


FIG. 253. FIG. 253 bis.

FIG. 254.

sauf aux extrémités où C ne s'annule pas au bas de l'échelle et varie peu entre 170° et 180° . La capacité obtenue pour $\theta = 0$, s'appelle capacité résiduelle. Pour des condensateurs bien construits, cette capacité est d'environ $5/100.000$ de microfarad lorsque la capacité totale varie de $1/10.000$ à $3/1.000$. Il peut en tenir compte dans les conditions d'accord.

Puisque la capacité varie comme l'angle θ , la longueur d'onde varie comme la racine carrée de θ . Si l'angle devient double, la longueur d'onde augmente de 1.414 fois la première ; si elle devient quadruple, l'onde devient seulement deux fois plus grande. Aussi trouve-t-on beaucoup d'ondes dans les parties basses de l'échelle de graduation du condensateur et moitié moins dans les parties élevées. C'est un inconvénient pour la précision des réglages. Aussi a-t-on imaginé un profil de plaque tout différent le profil en spirale.

CONDENSATEURS A VARIATION LINÉAIRE DE LONGUEUR D'ONDE. — Dans ces condensateurs l'une des plaques, celle qui est fixe, peut rester circulaire, l'autre affecte la forme d'une spirale. Pratiquement, le condensateur prend la forme de la figure 254 bis et 256.

La surface des parties en regard est proportionnelle au carré de l'angle et, par suite, la capacité C vaut.

$$C = a\theta^2.$$

La longueur d'onde proportionnelle à la racine carrée de C , c'est-à-dire à $\sqrt{\theta^2}$, est proportionnelle à θ , et alors le diagramme des longueurs d'onde

$$\lambda = A\theta$$

est une droite analogue à celle de la capacité, comme dans le cas précédent. Il y a également une capacité résiduelle de l'ordre de $5/100.000$ de microfarad.

CONSTRUCTION D'UN CONDENSATEUR VARIABLE. — Ils sont tous à air. Si l'on n'emploie que deux lames, la capacité maximum sera très petite ; aussi, pour atteindre les valeurs utilisées dans les systèmes d'accord, on emploie plusieurs armatures en parallèle dans la partie fixe comme dans la partie mobile.

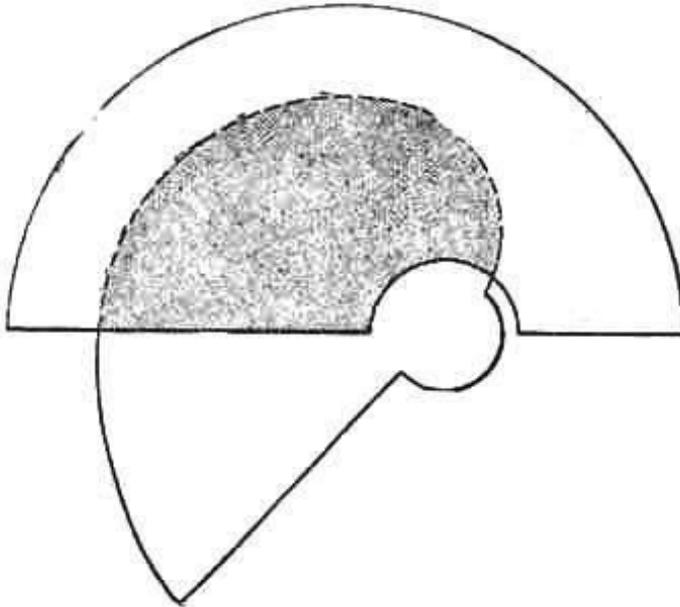


FIG. 254 bis.

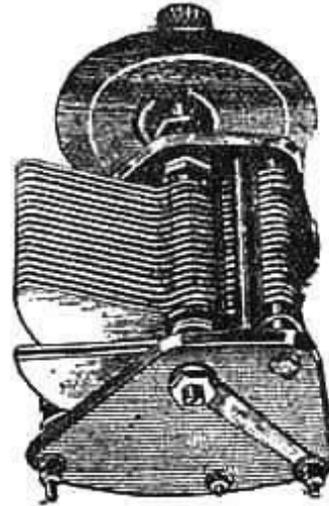


FIG. 256.

On détermine d'abord la valeur maximum au moyen de la formule

$$C = \frac{0,139}{10^9} \times \frac{(N-1)(R^2 - r^2)}{e}$$

dans laquelle R , r et e s'expriment en centimètres, N est le nombre total de plaques des deux armatures et C la capacité en microfarads ; r vaut généralement 1 cm. On peut donc le négliger devant R^2 et écrire

$$C = \frac{0,139(N-1)R^2}{10^9 e}$$

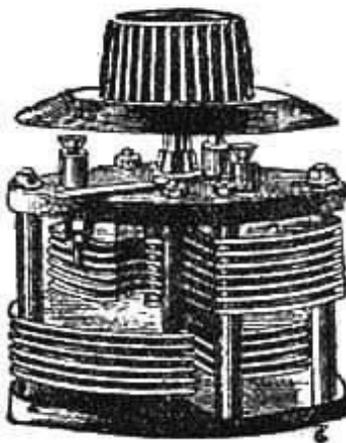


FIG. 255.

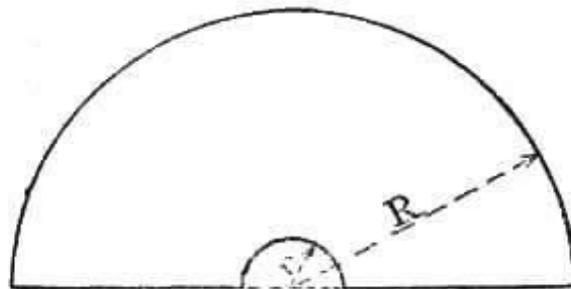


FIG. 255 bis.

Le nombre N d'armatures est généralement impair et les plaques mobiles inférieures de 1 aux plaques fixes ; on choisit le rayon R , 5 cm par exemple, et l'espace e qui sépare les lames, soit 5/10 de millimètre pour les condensateurs

de réception et 1,5 mm. pour les condensateurs d'émission. On a, dans ces conditions, à la réception

$$C = \frac{0,139}{10^4} \times \frac{25}{0,05} (N-1) = \frac{0,695}{10.000} (N-1) = \frac{0,069}{1.000} (N-1).$$

Faisons successivement $N = 3, 5, 7, \dots$, on obtient les capacités ci-après :

N	C
3	$\frac{0,1390}{1.000}$
5	$\frac{0,278}{1.000}$
7	$\frac{0,417}{1.000}$
9	$\frac{0,556}{1.000}$
11	$\frac{0,695}{1.000}$
13	$\frac{0,834}{1.000}$
15	$\frac{0,973}{1.000}$
17	$\frac{1,112}{1.000}$
19	$\frac{1,231}{1.000}$
21	$\frac{1,390}{1.000}$

On détermine enfin l'épaisseur des plaques qu'on prend égale à 0,5 mm. et l'intervalle des plaques fixes qui doit permettre la rotation des plaques mobiles avec un espace diélectrique de 5/10 de millimètre ; on a

$$d = 2 \times 0,5 + 0,5 = 1,5 \text{ mm.}$$

Supposons que l'on veuille un condensateur variable de 1/1000 de microfarad, avec des plaques de 5 cm de rayon, séparées par un espace de 0,5 mm., l'épaisseur étant de 0,5 mm. Le tableau précédent nous montre qu'il faut que le nombre de plaques soit compris entre 15 et 17. Choisissons 17 ; on a $C = \frac{1,112}{1.000}$, soit 1/1000 à 11/100 près. On aura 9 plaques fixes

et 8 mobiles ; les plaques fixes seront séparées entre elles par des rondelles de 1,5 mm. ainsi que les plaques mobiles

Remarque. — Pour éviter les pertes par les supports, il y a avantage à construire des condensateurs de large surface et à forte épaisseur de diélectrique. Afin de satisfaire à cette condition, nous recommandons l'épaisseur

de 1 millimètre au minimum comme couche d'air ; alors, la distance de deux plaques fixes et de deux plaques mobiles épaisses de 5/10 de millimètre

$$d = 2 \times 1,0 + 0,5 = 2,5 \text{ mm.}$$

Le tableau précédent est alors remplacé par le suivant :

N	C
3	$\frac{0,0695}{1,000}$
5	$\frac{0,139}{1,000}$
7	$\frac{0,2085}{1,000}$
9	$\frac{0,278}{1,000}$
11	$\frac{0,3475}{1,000}$
13	$\frac{0,417}{1,000}$
15	$\frac{0,4865}{1,000}$
17	$\frac{0,556}{1,000}$
19	$\frac{0,6155}{1,000}$
21	$\frac{0,695}{1,000}$
23	$\frac{0,7645}{1,000}$
25	$\frac{0,834}{1,000}$
27	$\frac{0,9035}{1,000}$
29	$\frac{0,973}{1,000}$
31	$\frac{1,0425}{1,000}$

Remarque I. — Il existe des maisons qui vendent toutes les pièces détachées nécessaires pour la construction d'un condensateur variable à air. Nous pensons que cette construction est difficile et qu'il est préférable d'acheter des appareils tout faits chez les constructeurs.

Remarque II. — Ordinairement, à chaque condensateur variable est adjoint un condensateur variable de faible capacité qui joue le rôle de vernier ; il est connecté en parallèle avec le grand condensateur et on peut ajouter à la capacité donnée par celui-ci une très petite valeur qui permet d'ajuster la valeur de la capacité à l'onde cherchée.

Remarque III. — On emploie souvent, pour remplacer le vernier, des organes à démultiplication ; des tours complets que l'on fait accomplir au bouton de commande correspondent à des fractions de tours pour l'augmentation de la capacité.



CHAPITRE VI

L'antenne.

GÉNÉRALITÉS. — Nous avons vu les propriétés générales de l'antenne dans les phénomènes de rayonnement et de transmission d'énergie à distance ; nous allons maintenant examiner les propriétés réelles des antennes composées de conducteurs qui présentent une résistance ohmique, d'une prise de terre qui est également résistante et placée dans le voisinage de bois, de métaux, de maisons, etc.

La puissance mise en jeu est dissipée par trois moyens : 1° par rayonnement ; 2° par effet Joule dans le conducteur ; 3° par effet Joule dû à l'absorption diélectrique. L'énergie perdue par rayonnement est l'énergie utile à la transmission ; elle est transportée au loin et sert aux communications par T. S. F. ; les deux autres sont dissipées sans effet profitable et il y a lieu de les réduire le plus possible. Par contre, à la réception, l'énergie rayonnée est perdue ; l'énergie consommée à l'intérieur des appareils est seule utile.

RÉSISTANCE DE RAYONNEMENT. — La puissance rayonnée est proportionnelle au carré de l'intensité et inversement proportionnelle au carré de la longueur d'onde ; on a vu qu'on peut l'exprimer par la relation :

$$w = R_r I^2 \text{eff},$$

R_r , étant une grandeur analogue à la résistance ohmique qui cause les pertes par effet Joule ; on l'appelle résistance de rayonnement ou radiance. Cette résistance R_r décroît quand l'onde croît et croît quand la longueur d'onde décroît ; on voit par l'examen de la figure comment varie R_r avec λ : Elle montre nettement l'avantage des courtes longueurs d'onde quant à la puissance rayonnée.

RÉSISTANCE OHMIQUE. — La résistance ohmique de l'antenne comprend toutes les pertes qui se produisent dans le conducteur et dans la prise de terre.

La résistance ohmique pour la haute fréquence est plus grande qu'un courant continu ou en basse fréquence à cause du « skin effect » que nous avons déjà signalé. Pour la réduire au minimum, on emploie du fil de large section et d'une grande conductibilité. La large section est obtenue par du fil divisé qui donne au conducteur une plus grande superficie : c'est pour ce motif que le fil de 3 millimètres de diamètre à 48 conducteurs est d'un excellent rendement.

La terre doit être également peu résistante ; on la constitue avec de larges plaques de métal qui s'étendent bien au delà de l'antenne pour l'émission, mais qui ont une superficie de 4 mètres carrés environ pour la réception.

S'il y a un contrepois, il doit être assez élevé au-dessus du sol, bien isolé et constitué par du fil peu résistant. La courbe B de la figure 257 donne les variations de la résistance ohmique : elle est constante.

RÉSISTANCE DUE AUX ABSORPTIONS DIÉLECTRIQUES. — Elle provient du fait que le système antenne terre ne constitue pas un condensateur parfait et elle dépend de la nature des diélectriques qui se trouvent dans le voisinage ; sa variation est donnée par la courbe C. (Fig. 257.)

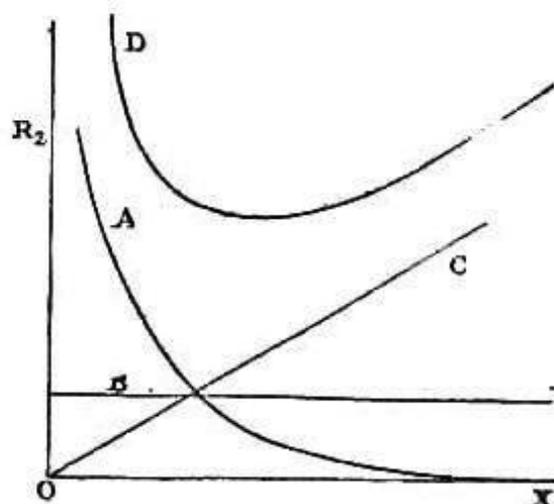


FIG. 257.

La courbe D de la figure 257 donne également les variations de la résistance totale par rapport aux longueurs d'onde. On voit par son examen qu'il y a une onde pour laquelle cette résistance est minimum.

Remarque. — On ne peut donner de règles précises sur la détermination de la résistance totale d'une antenne, qui dépend de la prise de terre et des diélectriques environnants. Pour une antenne de navire, le minimum de résistance se présente pour une longueur d'onde égale à 3 fois et demie l'onde fondamentale ; il a pour valeur 3 à 6 ohms. Pour une grande station, la résistance est souvent inférieure ou, au plus, égale à 1 ohm.

EFFET DIRECTIF. — Lorsqu'on a une antenne composée d'un fil unique vertical, la réception se fait avec une égale intensité à la même distance de l'antenne émettrice. Le diagramme de réception est donc composé de cercles concentriques à l'antenne d'émission. On dit que l'antenne n'a pas d'effet directif. (Fig. 258.)

Au contraire, avec une antenne en L renversée, si on réunit par une courbe les points où l'on reçoit avec une égale intensité, on a la courbe de la figure 259 ; celle-ci montre que le rayonnement est maximum dans la direction opposée à celle de la branche horizontale de l'antenne. Il y a donc un effet directif très marqué.

Les propriétés d'une antenne réceptrice sont identiquement les mêmes.

CONSTRUCTION D'UNE ANTENNE. — Nous nous occuperons seulement des antennes de réception, car celles qu'on emploie à l'émission demandent des études particulières suivant l'onde à émettre.

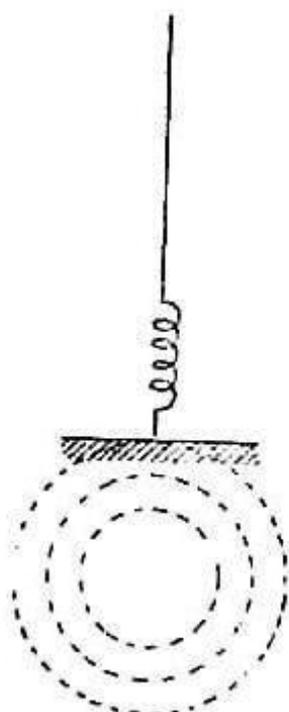


FIG. 258.

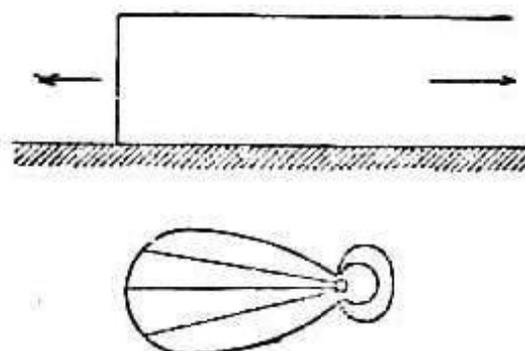


FIG. 259.

A la réception, on fixe une hauteur moyenne de 10 mètres ; au-dessus, on a une réception forte mais parasiteuse ; au-dessous, elle est un peu faible.

On adopte le système qui a le minimum d'effet directif : à cet égard, le dispositif connu sous le nom d'antenne en tambour est préférable (fig. 260), sinon on se contente d'une antenne en T (fig. 261), de 40 mètres de nappe horizontale.

L'extrémité des fils fibres doit être soigneusement isolée par des isolateurs en verre ou en porcelaine : le verre Pyrex (fig. 262), le maillon Vedovelli (fig. 263), le support du modèle télégraphique donnent de bons résultats ; il faut proscrire l'ébonite qui absorbe beaucoup d'énergie.

La descente d'antenne, attachée au milieu de la nappe horizontale par une torsade soudée à la résine, doit s'écarter de tout obstacle mis à la terre (gouttière, mur, toit, arbre, grille, appui, etc.). Elle pénétrera à l'intérieur du poste par un tube isolant, en porcelaine, de préférence, et disposé de manière à empêcher l'eau de pénétrer dans l'appartement. Le modèle à pipe renversée donne de bons résultats. (Fig. 264.)

A l'extérieur, les conducteurs sont nus et torsadés ; leur diamètre est égal à 3 millimètres ; à l'intérieur, on prend du câble bien isolé pour aller de la pipe à la borne antenne de l'appareil.

La terre sera le plus court possible ; il faut, en effet, se placer au ventre d'intensité pour que la différence de potentiel soit maximum aux bornes de la self d'antenne ; si la connexion de terre est longue, cette condition n'est plus remplie.

La hauteur de 10 mètres s'entend au-dessus de tout obstacle (sol,

maison, arbre, etc.), sinon l'énergie captée dans l'espace est faible, et la réception l'est aussi. Pour l'obtenir, on se sert de supports en bois, en fer, ou en bambous ; ordinairement ces supports ont des hauteurs de 3 à 4 mètres

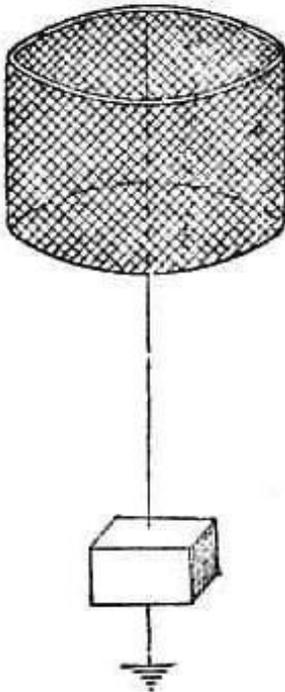


FIG. 260.

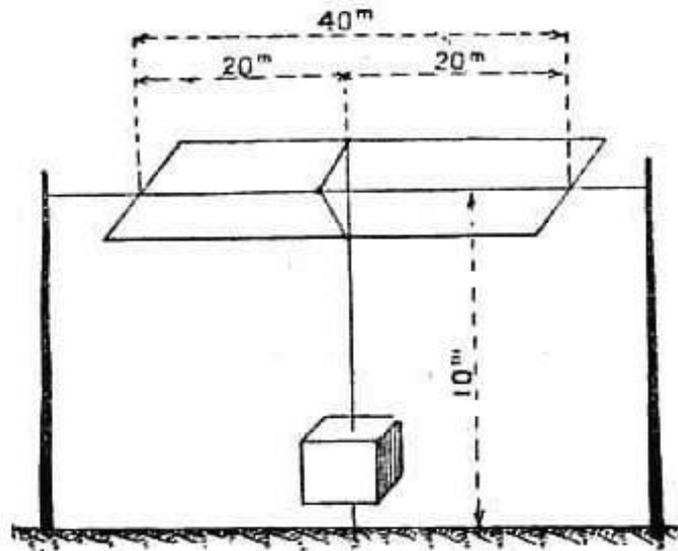


FIG. 261.

et pour obtenir la hauteur voulue on les assemble dans les conditions indiquées par la figure 264 ; on les serre avec des colliers (fig. 264) et on les haubanne avec des cordes et des piquets écartés de 5 mètres de la base et fixés au sol de manière à tendre la corde. (Fig. 265.)



FIG. 262.

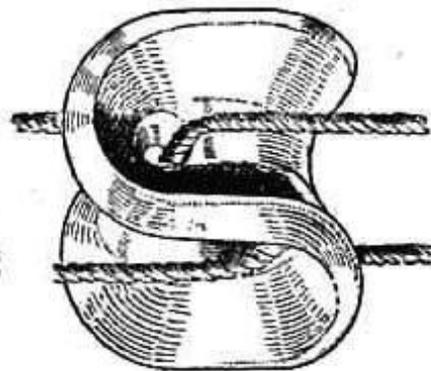


FIG. 263.

Au sommet des supports on fixe des poulies qui serviront à supporter la corde de suspension de l'antenne au moyen d'une corde coulissante dont on se servira pour descendre l'antenne ou pour la monter.

Les deux fils de l'antenne sont fixés par des isolateurs (fig. 266), aux deux bouts, à une tringle en bois retenue à la corde coulissante.

La longueur d'onde de l'antenne de la figure 261 est de

$$\left(10 + \frac{40}{2}\right) 5 = 150 \text{ mètres.}$$

Nous ne nous étendrons pas ici outre mesure sur les antennes de fortune, mais nous indiquerons comment on peut remplacer l'antenne normale lorsqu'il y a impossibilité à la construire.

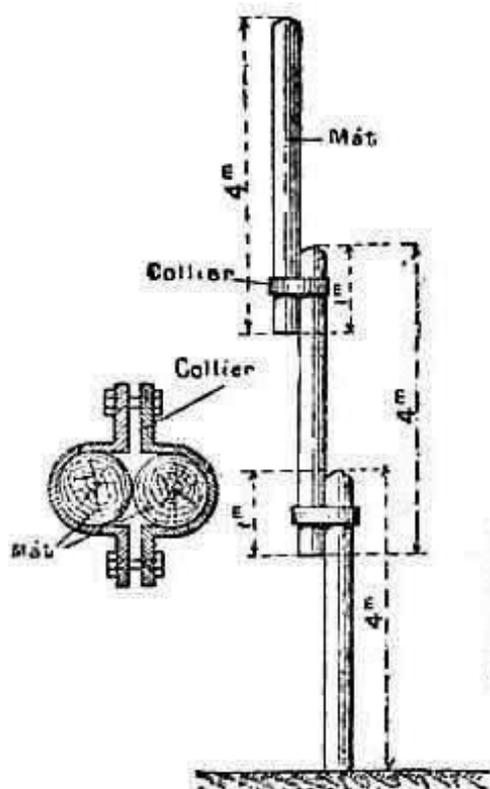


FIG. 264.

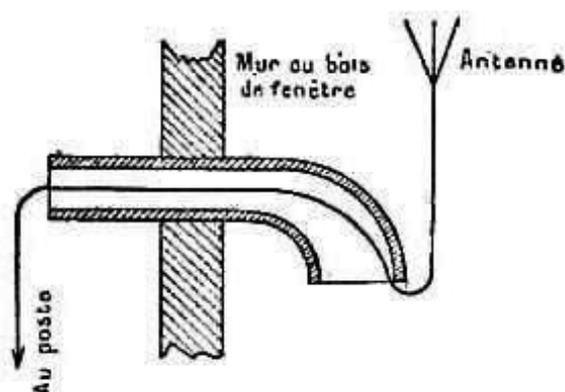


FIG. 264 bis.

Une des difficultés les plus grosses que l'on rencontre dans les villes est l'établissement des prises de terre; au cinquième étage, par exemple, il est impossible d'avoir une connexion de terre très courte, s'il faut aller la chercher dans la cour intérieure de l'immeuble. On remplace alors la terre par un radiateur, un tuyau de gaz, un tuyau d'eau; on met, sur ces appareils, le métal à nu sur une vingtaine de centimètres de longueur, et sur toute la surface, puis on enroule le ruban de cuivre en serrant bien fort pour obtenir un bon contact. On peut souder ensuite.

Si l'on ne peut construire d'antenne extérieure, on dispose une antenne intérieure avec des fils tendus au plafond, dans un couloir ou dans une pièce habitée à l'ordinaire, on ménage une descente dans le coin où l'on veut installer le récepteur; la terre se fait comme plus haut, ou bien avec un grillage en cuivre qu'on dissimule sous le tapis.

Mais dans ce cas nous préférons l'emploi d'un cadre.

ANTENNES SPÉCIALES. — I. *Antenne enterrée.* — Il a été prouvé par Kiebiz que les signaux peuvent être reçus avec une antenne formée d'un simple fil, long ou court, enterrée à une certaine profondeur. C'est ce qu'on appelle une *antenne enterrée*. Elle agit plus efficacement dans un sol mouillé

que dans un sol sec et avec un fil isolé plus qu'avec un fil nu ; on peut l'employer aussi dans l'eau pure ou dans l'eau salée, et dans ce cas elle doit être placée à une faible profondeur. Le meilleur résultat s'obtient avec un fil isolé sous des matériaux imputrescibles.

La réception sur antenne enterrée paraît au premier abord contraire aux principes de la réception que nous avons exposés ; il n'en est rien ; nous avons, en effet, indiqué qu'un champ électrique ne reste pas vertical :

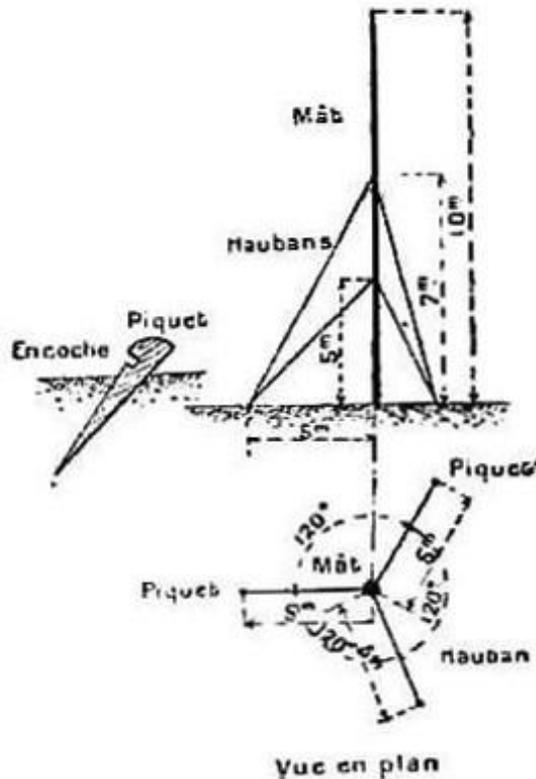


FIG. 265.

Il prend une inclinaison qui dépend de la longueur d'onde et de la nature du sol ; en outre, une certaine partie de ce champ pénètre dans le sol qui n'est pas parfaitement conducteur ; la somme de ces deux effets produit sur le fil placé à l'intérieur des terres une f. e. m. qui peut être utilisée pour la réception.

Mais il ne faut pas oublier que la tension ainsi recueillie entre les extrémités du fil est très petite en comparaison avec celle que capte une antenne élevée ; aussi est-il nécessaire d'employer des amplificateurs pour obtenir des signaux intenses. En revanche, l'antenne enterrée présente l'avantage d'avoir un effet directif remarquable lorsqu'il s'agit de recevoir un poste situé dans sa direction et d'être à l'abri des orages qui sont souvent dangereux pour les opérateurs travaillant avec des antennes aériennes. Le rapport entre l'intensité du signal et celle du parasite est aussi plus grand avec l'antenne sous le sol qu'avec l'antenne au-dessus du sol. Enfin, l'usage d'une antenne enterrée et d'un cadre a un effet directif encore plus prononcé.

La longueur du fil à enterrer dépend de celle de l'onde du signal à recevoir : avec des ondes longues il faut des conducteurs plus longs qu'avec des ondes courtes ; elle dépend aussi du diamètre du fil et de l'épaisseur d'isolant et de sa nature. On peut adopter cette règle empirique que la

longueur à employer est inversement proportionnelle à la capacité par unité de longueur du fil relativement au sol. C'est-à-dire que plus le fil est gros et plus l'épaisseur de l'isolant est grande, plus le fil est court.

Si l'antenne doit rester dans le sol très longtemps, il lui faut un bon isolement en caoutchouc de première qualité.

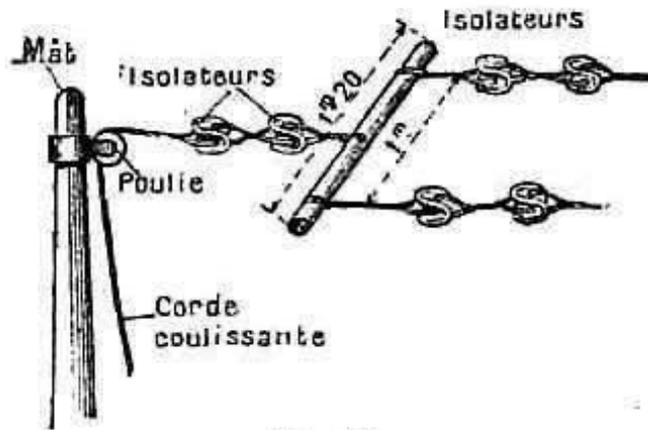


FIG. 266.

Dans un sol bien humide, 25 mètres de fil de 2 millimètres bien isolés permettent la réception des ondes de 150 à 600 mètres ; la profondeur de la tranchée où est placé le sol ne dépassera pas 25 centimètres.

Il ne peut être évidemment question de recevoir sur galène avec une antenne enterrée, ni même avec une simple lampe détectrice ; plusieurs étages amplificateurs sont indispensables.

II. — *Antenne à prises multiples.* — A l'émission, pour augmenter l'intensité du champ électromagnétique, en augmentant l'intensité du courant qui circule dans l'antenne, on a imaginé les antennes à prises multiples. On a remarqué que la résistance de terre peut, dans ces conditions, devenir très faible, de 3,8 ohms, par exemple, tomber à 0,5 ohm, comme à New-Brunswick.

III. — *Antenne Beverage.* — La réception sur antenne Beverage est basée sur l'inclinaison du champ électrique qui a une composante verticale et une composante horizontale égale à environ 15/1000 du champ total. Cette antenne est constituée par un fil tendu à 4 ou 5 mètres du sol. Elle doit être égale en longueur au moins à une longueur d'onde. Elle est donc d'un emploi impossible pour un amateur et nous n'en parlerons pas davantage.

CHAPITRE V

Le cadre.

GÉNÉRALITÉS. — Le cadre sert aussi bien à l'émission qu'à la réception. Il est facile de montrer, par exemple, que si un cadre, dont les côtés ont une longueur l et une hauteur h , est parcouru par un courant alternatif de haute fréquence correspondante à une longueur d'onde λ , le champ produit dans son plan à une distance d a pour expression :

$$H = 2 \times 1,25 \frac{hI}{\lambda d} \sin \frac{\pi l}{\lambda} \quad \text{et} \quad H = 2 \times 377 \frac{hI}{\lambda d} \sin \frac{\mu l}{\lambda}$$

Quand $l = \frac{\lambda}{2}$,

$$H = 2 \times 1,25 \frac{hI}{\lambda d} \quad \text{et} \quad H = 2 \times 377 \frac{hI}{\lambda d}$$

Lorsque la longueur d'onde λ est grande par rapport à la longueur du cadre, $\sin \frac{\pi l}{\lambda}$ est égal sensiblement à $\frac{\pi l}{\lambda}$ et alors on a :

$$H = 2 \times 1,25 \pi \frac{lh}{\lambda^2 d} I \quad H = 2 \times 377 \pi \frac{lh}{\lambda^2 d} I$$

Ces résultats ne supposent qu'une spire ; s'il y en a n d'égale longueur et d'égale hauteur :

$$H = 2 \times 1,25 \pi \frac{lh}{\lambda^2 d} I \times n \quad H = 2 \times 377 \pi \frac{lh}{\lambda^2 d} I \times n$$

lh est la surface du cadre ; on peut écrire les formules précédentes sous la forme :

$$H = 2,50 \frac{\pi S}{\lambda^2 d} I \quad H = 754 \frac{\pi S}{\lambda^2 d} I.$$

H désigne des gauss par centimètre carré et H des volts par centimètres, I étant exprimé en ampères λ et d en centimètres comme h et l . (Fig. 267.)

On voit qu'un cadre sera équivalent à une antenne si le champ à distance est le même pour un même courant. On trouve facilement qu'un

cadre de hauteur h est équivalent à une hauteur de hauteur h si la longueur du cadre $l = \frac{\lambda}{6,28}$. En effet, pour une antenne

$$H = 377 \frac{hI}{\lambda d}$$

pour un cadre

$$H = 2 \times 377 \pi \frac{lh}{\lambda^2 d} I.$$

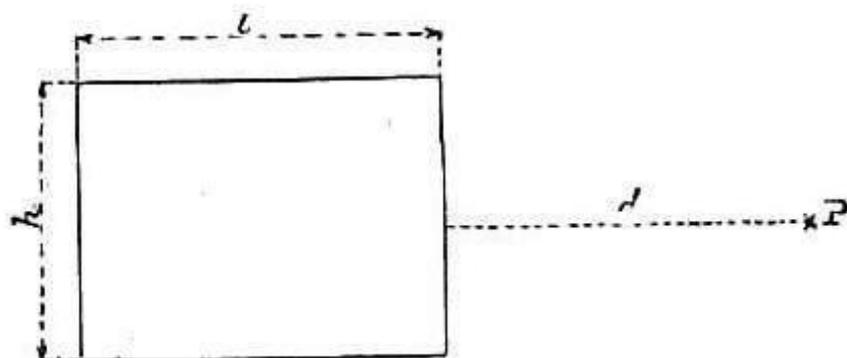


FIG. 267.

En égalant ces deux expressions, on tire la condition trouvée. Cette condition, d'ailleurs, est un résultat remarquable, surtout pour les ondes courtes où elle est facile à réaliser. Ainsi quand on travaille sur 30 mètres de longueur d'onde, un cadre dont la distance des côtés verticaux est égale à 5 mètres environ est équivalent à une antenne de même hauteur.

Si le cadre a plusieurs spires, cette longueur est divisée par le nombre de spires.

Nous avons supposé que le point où l'on calculait le champ se trouvait dans le plan du cadre ; si la direction du point et du centre du cadre fait avec ce plan un angle θ , le champ varie comme le cosinus, le champ réel est :

$$H' = H \cos \theta \quad H = H' \cos \theta.$$

Il y a un effet directif très marqué.

Supposons maintenant que nous voulions recevoir avec un cadre de hauteur hr et de longueur lr ; la f. e. m. induite aux bornes du cadre sera, si le poste est dans la direction du cadre :

$$e = 2hrH \sin \frac{\pi lr}{\lambda}$$

H étant le champ électrique d'émission. Les mêmes hypothèses sont possibles, ici comme plus haut : λ est très grand vis-à-vis de l ; alors

$$e = \frac{2\pi H}{\lambda} \times lrhr = \frac{2\pi H}{\lambda} S.$$

e s'exprime en volts si H est en volts centimètres, λ en cm et S en centimètres carrés.

Si le poste émetteur est dans une direction qui fait un angle θ avec celle du cadre, la valeur de l devient :

$$e' = e \cos \theta.$$

Il y a encore un effet directif très marqué

Cet effet directif s'atténue d'ailleurs à l'émission comme à la réception si l'on emploie plusieurs spires.

En général, la f. e. m. induite avec une spire est trop faible : il faudrait une amplification énorme avec un cadre ordinaire; aussi multiplie-t-on les spires pour réduire l'action amplificatrice.

CADRE DE RÉCEPTION. — A la réception, le problème du cadre se

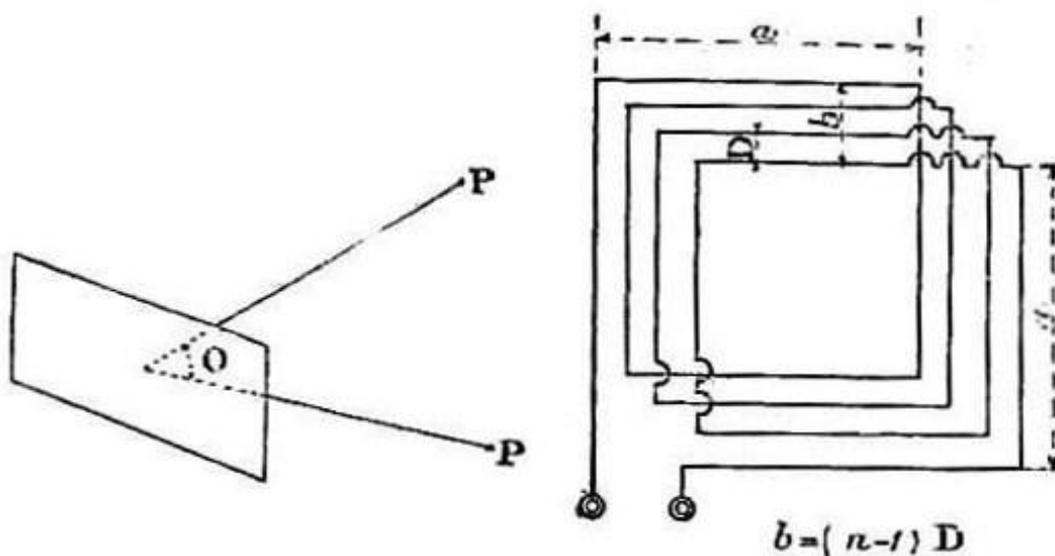


FIG. 268.

FIG. 269.

pose d'une manière différente ; on dispose d'un espace donné très petit : quelles spires devra-t-on prendre pour obtenir une bonne réception ?

Il faut plusieurs spires ; mais pour obtenir le courant maximum dans le cadre de réception, on doit pouvoir régler le condensateur d'accord à la résonance ; la self-induction du cadre intervient donc et c'est cette grandeur qui influe sur le calcul.

On peut procéder de trois manières :

1° Le cadre peut avoir un certain nombre de spires égales, enroulées sur le cylindre.

2° Le cadre peut avoir un certain nombre de spires inégales, enroulées en spirale plate.

3° Le cadre peut avoir deux spirales plates enroulées de chaque côté du bâti.

La forme qui donne le maximum de self pour un minimum de longueur de fil est le cylindre, mais il est de construction difficile, aussi on prend une forme hexagonale ou carrée ou rectangulaire. Nous adoptons la forme carrée. (Fig. 269.)

1° Cas d'un cadre ayant n tours égaux de a centimètres de longueur séparés par un intervalle de D centimètres ; la longueur du cadre est $b = (n-1) \times D$. La valeur de la self de ce cadre est donnée en microhenrys par l'expression :

$$L = 0,008 an^2 \left[2,303 \log_{10} \frac{a}{b} + 0,726 \times 0,2231 \frac{b}{a} \right] - 0,008 an(A + B).$$

A et B sont donnés par les tables ci-après dans lesquelles d est le diamètre du fil qui a servi à l'enroulement.

$\frac{d}{D}$	A	$\frac{d}{D}$	A	N	B
1,00	0,557	0,34	0,522	1	0,000
0,95	0,506	0,32	0,583	2	0,114
0,90	0,452	0,30	0,647	3	0,166
0,85	0,394	0,28	0,716	4	0,197
0,80	0,334	0,26	0,790	5	0,218
0,75	0,269	0,24	0,870	6	0,233
0,70	0,200	0,22	0,957	7	0,244
0,65	0,126	0,20	1,053	8	0,253
0,60	0,046	0,18	1,158	9	0,260
0,55	0,011	0,16	1,276	10	0,266
0,50	0,136	0,14	1,409	15	0,286
0,48	0,177	0,12	1,563	20	0,297
0,46	0,220	0,10	1,746	40	0,315
0,44	0,264	0,08	1,969	60	0,322
0,42	0,311	0,06	2,256	100	0,328
0,40	0,356	0,04	2,662		
0,38	0,411	0,02	3,355		
0,36	0,465	0,01	4,048		

Soit, par exemple, à calculer la self d'un cadre qui a un mètre de côté, 10 spires en fil d'un millimètre de diamètre, écartées d'un cm.

Ici $a = 100$, $n_2 = 100$ $n = 10$ $b = (n - 1) D = 9$ $\frac{b}{a} = 0,09$ $\frac{a}{b} = 11$,

$d = 0,1$ $\frac{d}{D} = \frac{0,1}{1} = 0,1$ $A = -1,746$ $B = 0,266$, $\log_{10} \frac{a}{b} = 1$.

Si l'on effectue les calculs, on trouve :

$L = 525,92$ microhenrys.

En se basant sur ces calculs, avec un cadre ayant 1,22 de côté, sur lequel on enroule du fil de 8/10 sous double de coton, les spires étant espacées de 1,25 centimètre, on trouve les résultats suivants :

NOMBRE DE TOURS	CAPACITÉS EN MICROFARAD					Longueurs d'onde
	5/1000000	1/10000	5/10000	1/1000	2/1000	
1	—	65	128	178	250	
3	130	155	290	400	550	
6	230	280	500	710	1.000	
12	430	490	920	1.250	1.700	
24	760	880	1.600	2.100	3.000	
48	1.550	1.775	3.150	4.300	6.000	

Or, ainsi qu'on le verra, la capacité résiduelle d'un condensateur variable usuel est 5/100000; le tableau ci-dessus donne, en tenant compte de cette valeur, les différentes gammes de réception d'un condensateur de type donné avec un nombre de spires données. Ainsi le condensateur variable de 1/1000 de microfarad permet de recevoir avec 48 tours toutes les ondes comprises entre 65 et 4.300 mètres, à condition de prendre successivement 1, 3, 6, 12, 24 et 48 spires.

2° Prenons maintenant le carré de forme plate (fig. 270), soit a_0 la valeur du côté initial, D l'intervalle des spires, d leur diamètre, et posons $a = a_0 - (n-1)D$. La valeur de la self est donnée en microhenrys :

$$L_0 = 0,008 n^2 a \left[2,303 \log_{10} \frac{a}{b} + 0,726 + 0,2235 \frac{b}{a} \right] - 0,008 na (A + B^2).$$

A et B sont données par les tables précédentes, $b = (n-1)D$.

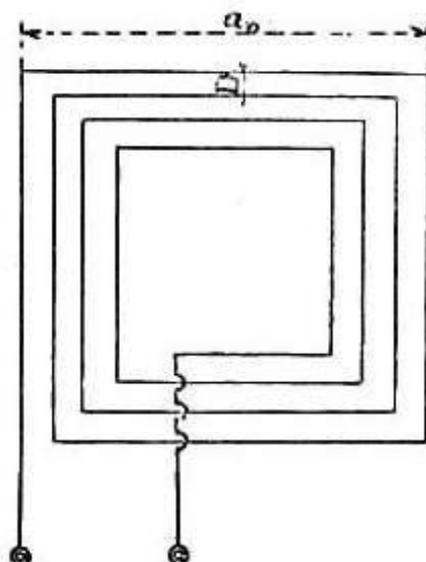


FIG. 270.

Soit un carré d'un mètre de côté; on fait un enroulement de 10 spires avec du fil d'un millimètre de diamètre isolé sous soie; les spires sont séparées par un espace d'un centimètre. Trouver la self de l'enroulement du cadre.

$$\text{Ici } n = 10, a_0 = 100 \quad b = 10, d = 1 \quad \frac{D}{d} = 0,1 \quad a = 91$$

$$\log \frac{a}{b} = 0,959041; \text{ on trouve :}$$

$$L = 227,33 \text{ microhenrys.}$$

Cherchons encore la self d'un cadre de mêmes caractéristiques, mais avec 15 côtés :

$$\text{On a : } n = 15 \quad a_0 = 100 \quad a = 100 - 14 = 86, \quad D = 1 \text{ cm. } d = 0,1$$

$$\frac{D}{d} = 0,1 \quad b = (n-1)D = 14, \quad \log \frac{a}{b} = 0,758 \ 407; \text{ on trouve en effectuant les calculs :}$$

$$L = 429 \text{ microhenrys.}$$

3° Cherchons maintenant la self d'un cadre à deux enroulements plats

en spirale, la première spire ayant 1 mètre de côté, le fil employé 1 millimètre de diamètre, l'écart 1 centimètre, la distance qui sépare les deux enroulements plats étant d'un centimètre et désignée par x . (Fig. 271.)

Ici, il faut ajouter aux deux cadres plats le coefficient d'induction mutuelle qui est donnée par la formule :

$$M = 0,008 \times n, n, \left[a \times 2,303 \log_{10} \frac{a + \sqrt{a^2 + r^2}}{a + \sqrt{2a^2 + r^2}} \times \frac{\sqrt{a^2 + r^2}}{r} + \sqrt{2a^2 + r^2} - 2\sqrt{a^2 + r^2} \right]$$

dans laquelle $r = kb$, $b = nD$, $\frac{x}{b}$ très petit $\left(\frac{1}{15}\right)$ et k est donné par l'expression :

$$2,303 \log_{10} k = 2,303 \frac{x^2}{b^2} \log_{10} \frac{x}{b} + \frac{\pi n}{b} - \frac{3}{2} - \frac{3x^2}{2b^2} - \frac{1x^4}{12b^4}$$

Effectuons les détails des calculs ; commençons par calculer k :

$$\frac{x}{b} = \frac{1}{15} \quad 2,303 \times \frac{x^2}{b^2} \log \frac{x}{b} = \frac{2,303 \times (-1,176)}{225} = -0,0121.$$

$$\log \frac{1}{15} = -1,176$$

$$\frac{x^2}{b^2} = \frac{1}{225} \quad \frac{\pi x}{b} = \frac{3,14}{15} = 0,21.$$

$$\frac{2}{3} = 1,5 \quad \frac{3x^2}{2b^2} = \frac{3}{450} = 0,0066.$$

$$\frac{1x^4}{12b^4} = \frac{1}{12 \times 225^2} = 1/1000000 \text{ environ négligeable.}$$

donc :

$$2,303 \log k = -0,0121 + 0,21 - 1,5 - 0,0066 = -1,308.$$

$$\log k = -\frac{1,308}{2,303} = -0,56795 = \bar{1},43205.$$

$$k = 0,2704.$$

$$r = kb = 0,2704 \times 15 = 4,05$$

dans l'extraction de la racine carrée de $a^2 + r^2$ et de $2a^2 + r^2$, on peut négliger, en première approximation r , on a alors :

$$M = 0,008 \times 15 \times 15 \left[86 \times 2,303 \log \frac{86 \times 2 \times 86}{(86 + 86 \times 1,42) \times 4,05} + 121,6 - 172 + 4,05 \right]$$

$$\log 86 \times 86 \times 2 = 2 \log 86 + \log 2 = 4,170.026.$$

$$\log (86 + 86 \times 1,42) \times 4,05 = \log 86 + \log 2,42 + \log 4,05 = 2,925.768.$$

Le log de la fraction vaut 1.244.258

$$1,244258 \times 86 \times 2,303 = 246,435.$$

$$246,43 + 121,6 - 172 + 4,05 = 200,085.$$

$$M = 0,008 \times 15 \times 15 \times 200,085 = 360 \text{ microhenrys.}$$

La self totale des deux cadres disposés en série vaut :

$$L = (429 + 360) \times 2 = 1.578 \text{ microhenrys.}$$

La self totale des deux cadres disposés en parallèle sera :

$$L = \frac{429 + 360}{2} = 394 \text{ microhenrys.}$$

Avec un condensateur de 1/1000 de microfarad, la disposition en parallèle permet de couvrir la gamme 270 — 1.200 mètres, la disposition en série donne la gamme 530 — 2.350. Nous conseillons l'adoption de ce cadre pour recevoir la gamme des concerts radiophoniques, quitte à ajouter une self / de 1.000 microhenrys pour la Tour Eiffel.

Remarque. — Nous avons vu qu'un cadre pouvait être équivalent à une antenne de même hauteur si sa longueur était égale à $\frac{\lambda}{6,28}$. Le problème peut se poser autrement : Étant donné un cadre de surface S, quelle est la hauteur de l'antenne équivalente? En égalant les valeurs des champs produits, on trouve facilement :

$$h = \frac{2\pi S}{\lambda} = \frac{6,28S}{\lambda}.$$

S étant la surface totale du cadre.

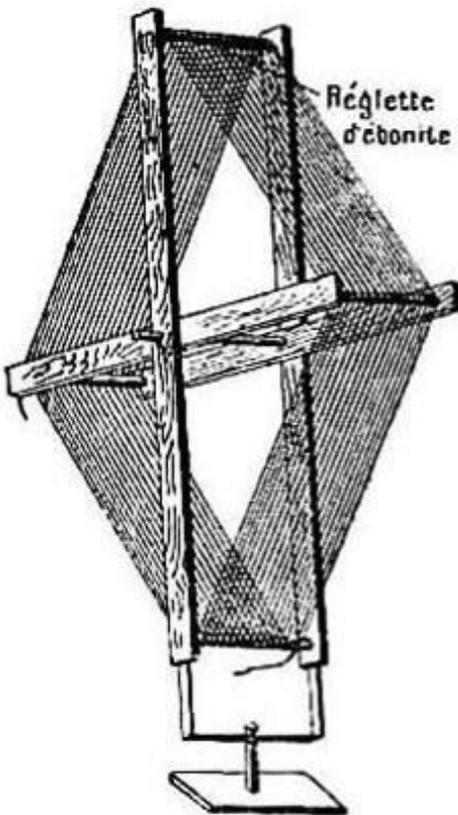


FIG. 271.

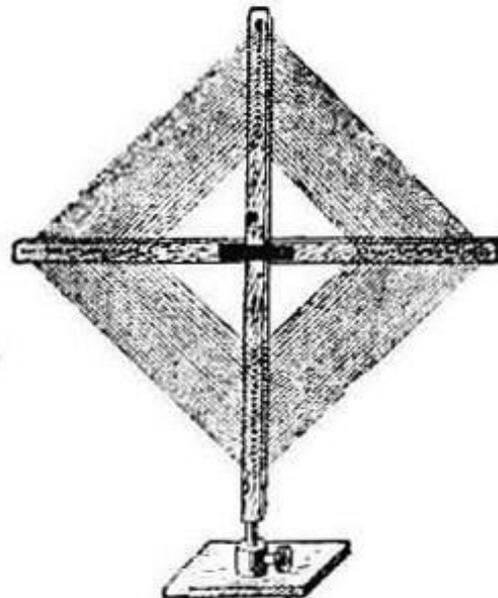


FIG. 272.

Considérons par exemple le cadre de la 1^{re} série étudiée ci-dessus et ayant 12 spires. La surface de chacune est $1,22^2 = 14884 \text{ cm}^2$; pour 12 spires, la surface totale est de 178.608 centimètres carrés.

Avec les réceptions de Radio-Paris qui travaillent sur 1.750, la hauteur équivalente d'antenne est de 0,06 mètre environ. L'intensité de la réception est donc 156 fois plus faible qu'avec une antenne de 10 mètres de hauteur et il faudra amplifier 156 fois pour que les signaux aient la même force, ce qui demande trois étages d'amplifications de plus.

Avec le Poste de l'École Supérieure des P. T. T. qui travaille sur 450 mètres environ, la hauteur de l'antenne équivalente est égale à 0,25 mètre environ. Il suffira d'amplifier 40 fois plus, ce qui se fait avec 2 étages.

Quand on dispose de cadres plats, la surface de chaque spire va en diminuant ; aussi la hauteur d'antenne équivalente est encore plus faible pour Radio-Paris et pour les P. T. T. L'amplification doit être donc bien des fois plus forte qu'avec une antenne de 10 mètres dans le 1^{er} et dans le 2^e cas.

CONSTRUCTION DES CADRES. — Les carrés doivent comprendre le moins de corps isolants possible. Le bâti sera, en forme de diagonale, constitué par deux croisillons de bois bien sec de 1,42 mètre de longueur. S'il s'agit de cadre à spires égales, on fixe aux extrémités de ces diagonales des barrettes en ébonite qui serviront de supports aux fils isolés. On dispose un pivot à la partie inférieure (*fig. 271*), permettant la rotation de l'ensemble dans tous les azimuths.

S'il s'agit d'un cadre plat, le procédé est le même ; la figure 272 donne la vue d'un organe de cette nature.

Remarque. — On a construit dernièrement des cadres plus petits à quatre enroulements ; les dimensions courantes atteignent 50 centimètres en hauteur, 35 en largeur et 24 millimètres en épaisseur ; les enroulements extrêmes sont séparés de ceux du milieu par un écart de 5 à 6 millimètres et ceux du milieu par une distance de 14 à 12 millimètres, les spires étant séparées entre elles de 6 millimètres.

On arrive ainsi à obtenir des cadres peu encombrants et suffisamment efficaces quand on se sert de changeurs de fréquence.

CHAPITRE V

Les transformateurs basse fréquence

GÉNÉRALITÉS. — Considérons le cas d'un transformateur idéal (fig. 273), sans pertes et sans courant magnétisant ; nous avons vu que le rapport des tensions appliquées aux grilles des lampes l_1 et l_2 , avait pour valeur :

$$P = \frac{Kra}{r^2 + a}$$

dans cette relation K est le facteur d'amplification en volts, r le rapport de transformation, $a = \frac{rg_2}{\rho_1}$, rg_2 , résistance grille filament de l_2 , et ρ_1 , résistance plaque de l_1 . Or ρ_1 est à peu près constant dans une lampe donnée ; rg_2 varie avec la tension appliquée à la grille ; ug_2 étant négatif $rg_2 = \infty$, mais si ug_2 est positif un courant de grille passe, rg_2 a une valeur finie.

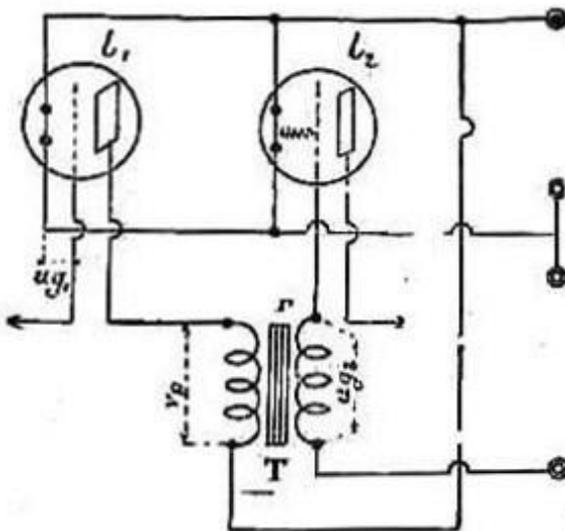


FIG. 273.

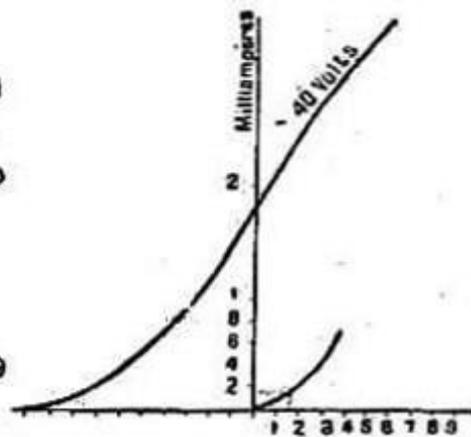


FIG. 274.

Pour la lampe dont les caractéristiques sont données fig. 274, une tension positive de 15 volt donne un courant de 100 microampères ; la valeur de rg_2 est alors :

$$rg_2 = \frac{1,5}{\frac{100}{10^6}} = 15 \times 10^4 = 150.000 \text{ ohms.}$$

Une lampe S. I. F. microfret qui laisse passer un microampère sous une tension de 5 volts à la grille et 80 volts à la plaque a une résistance :

$$r_{g_2} = \frac{5}{\frac{1}{10^6}} = 5\,000\,000 \text{ d'ohms}$$

Admettons que r_g et ρ sont bien déterminés et aient une valeur finie. k et a sont fixes, le maximum de P se produit quand :

$$r^2 = a.$$

La résistance plaque de la lampe dont les caractéristiques sont données fig. 274, a une résistance :

$$\rho = 20.000.$$

Le rapport a prend la valeur :

$$a = \frac{150.000}{20.000} = 7,5$$

On a alors :

$$r = \sqrt{7,5} = 2,72.$$

Avec la lampe S I F dont il s'agit, $\rho = 50.000$ ohms, par suite :

$$a = \frac{5.000.000}{50.000} = 100.$$

d'où

$$r = 10.$$

Ainsi l'on voit d'une manière bien nette et bien claire que même dans le cas d'un transformateur idéal, celui-ci ne peut avoir un rapport quelconque ; il doit être adapté à chaque type de lampe. En outre, on voit que les rapports élevés ne sont pas possibles toujours.

On doit remarquer que, dans un organe de ce genre, les relations entre les phases des courants et des voltages sont simples.

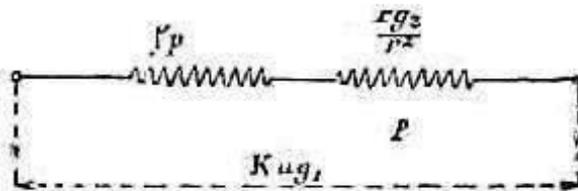


FIG. 275.

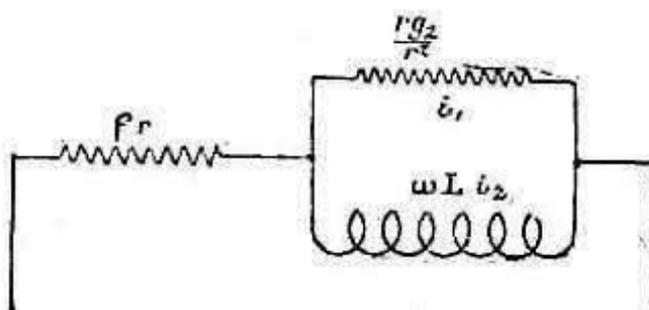


FIG. 276.

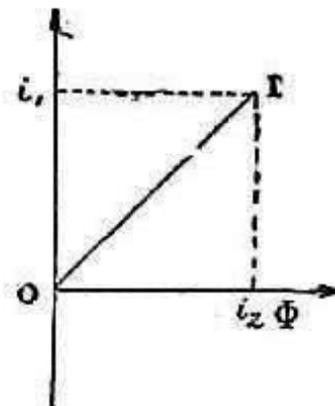


FIG. 277

TRANSFORMATEUR RÉEL. — En pratique, il y a un courant magnétisant et la figure 273 équivalente à celle du n° 275 est remplacée par celle du

n° 276 équivalente à la figure n° 277 où l'on montre en parallèle le courant de charge à travers la résistance équivalente $\frac{rg_2}{r^2}$ et le courant magnétisant à travers le primaire décalé en arrière de 90 degrés. On voit alors que si ω est petit, le voltage aux bornes est petit et par suite le voltage secondaire est petit. Il est donc important de faire ωL très grand, mais alors le secondaire l'est aussi et les dépenses en cuivre sont telles que le gain d'amplification ne les compense pas.

Soit, d'autre part, b , le rapport $\frac{rg_2}{\omega L_2}$ de la résistance grille filament à l'impédance du secondaire du transformateur; la tension ug_2 satisfait à la relation suivante :

$$\frac{(ug_1)^2}{(ug_2)^2} = p^2 + \frac{r^2}{r^2}(1 + b^2) + 2a.$$

Le maximum de p est obtenu lorsque l'on a :

$$r = \sqrt{a} \sqrt{1 + b^2}.$$

Or b dépend de ω , c'est-à-dire de la fréquence f puisque $\omega = 6,28 f$, il s'ensuit que r établi pour une fréquence ne correspond pas aux autres fréquences de la gamme téléphonique; si r correspond à 4 pour la fréquence 1000, il est différent de 4 pour 500 ou pour 2.000. Les diverses fréquences ne sont pas amplifiées dans la même proportion: il y a *déformation* ou aussi *distorsion*.

D'autre part, b dépend aussi de la résistance de grille: pour que celle-ci reste invariable, il faut donner à la tension de grille une valeur négative telle que le courant ne dépasse jamais la valeur correspondante à celle de rg_2 que l'on s'est fixée.

On voit que le rapport de transformation bon pour une lampe peut être mauvais pour une autre.

Ces remarques montrent l'effet pernicieux des transformateurs de basse fréquence.

Pour que r soit indépendant de b , il faut que L_2 soit très grand et que rg soit petit; avec la lampe déjà considérée et dont les caractéristiques sont données figure 275, $rg_2 = 150.000$ ohms; donnons à L_2 une valeur de 10 henrys, b vaut à peu près 2,4; à la fréquence téléphonique, il n'est pas négligeable vis-à-vis de 1 et $\sqrt{1 + b^2} = 1,61$.

D'ailleurs, on prend toujours pratiquement $r = \sqrt{a}$, mais l'on voit combien la solution est approchée.

Pour calculer le nombre de spires au primaire, on fait en sorte que la résistance apparente de ce primaire soit égale à la résistance intérieure de la lampe; si celle-ci a 25.000 ohms, on fera $\omega L_1 = 25.000$; comme fréquence de base, on adopte $f = 800$ et alors :

$$L_1 = \frac{25.000}{6,28 \times 800} = 5 \text{ henrys environ.}$$

Or, le courant étant très faible, la valeur de la perméabilité peut être égale à 250.

$$L_1 = \frac{4\pi}{10} \times 250 \times \frac{N^2}{l} S \times \frac{1}{10^9}.$$

Adoptons une longueur l de 10 centimètres et une section moyenne S de 2 centimètres carrés.

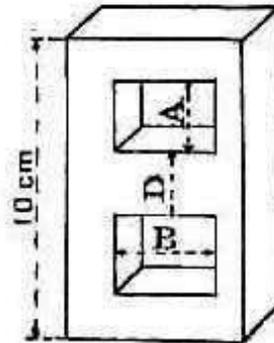
$$L_1 = \frac{2\pi N^2}{10^7} \text{ henrys.}$$

Pour avoir 5 henrys, on prend :

$$N = \sqrt{\frac{5 \times 10^7}{2\pi}} = 2,82 \times 1.000.$$

$$N = 3.000 \text{ tours environ.}$$

le rapport de transformation est supposé égal à 3. On aura 9.000 tours. Un noyau de transformateur est indiqué figure 278.



$$\begin{aligned} A &= 1 \text{ cent.} \\ B &= 3 \text{ .} \\ D &= 1,5 \end{aligned}$$

FIG. 278.

En résumé, un transformateur basse fréquence est un organe imparfait qui, pour donner des résultats convenables, doit être calculé pour chaque type de lampe employée. Comme ce n'est pas possible, on adopte une solution moyenne, un compromis plus ou moins bon.

CHAPITRE VII

Les sources d'énergie.

GÉNÉRALITÉS. — En dehors des postes récepteurs à galène, les installations de T. S. F. exigent des sources d'énergie de qualité Industrielle qui fournissent les courants de haute fréquence. Nous ne nous occuperons ici que de l'alimentation des postes émetteurs de faible puissance et des

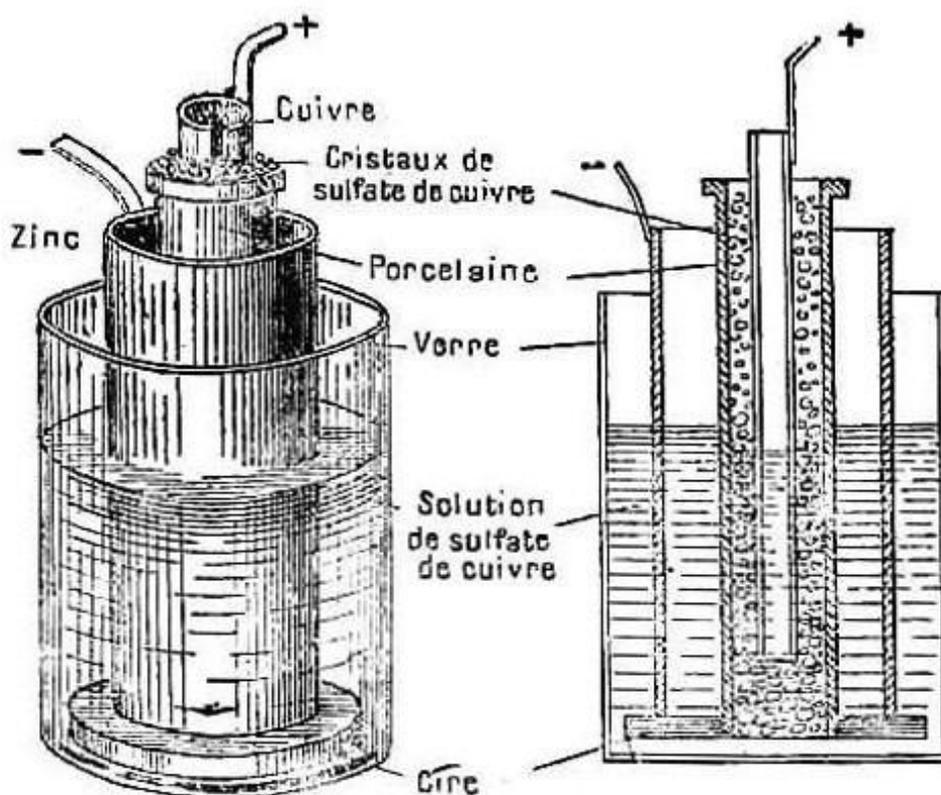


FIG. 280

FIG. 279.

récepteurs avec amplification qui comprennent des tubes à vides à la fois comme générateurs, comme amplificateurs ou comme détecteurs. Et comme l'énergie est appliquée au filament et à la plaque, nous étudierons d'abord les sources destinées au chauffage des filaments, puis ensuite celles qui fournissent la tension de plaque

A. — CHAUFFAGE DU FILAMENT.

A l'émission, la tension de chauffage ne dépasse guère 8 à 10 volts et le courant 5 à 6 ampères, quand il s'agit de postes d'amateur. A la réception, la tension maximum ne dépasse pas 4 volts ; le courant dépend du nombre de lampes à alimenter : avec 10 tubes à vide, à consommation réduite, sa valeur n'atteint pas un ampère.

a. — Alimentation par les piles.

Nous recommandons de ne pas alimenter les postes émetteurs avec des piles ; la durée de celles-ci serait très brève, et leur remplacement très onéreux. On n'a vraiment avantage à utiliser ces sources d'énergie que lorsqu'on se trouve éloigné de toute installation industrielle d'énergie électrique et pour les postes récepteurs uniquement.

Les piles les plus souvent employées sont l'élément Daniell et son dérivé l'élément Callaud, l'élément Leclanché et son dérivé l'élément Féry et l'élément Lalande et Chaperon.

ÉLÉMENT DANIELL. — Il comprend, de l'extérieur vers l'intérieur, un vase en verre ou en grès vernissé V, une lame circulaire de zinc Zn, un vase en porcelaine poreuse P et un bâton de cuivre circulaire Cu ; le vase P est donc à l'intérieur de V ; il comprend en plus du cuivre Cu du sulfate de cuivre SO_4Cu qui sert de dépolarisant. Le liquide excitateur est de l'acide sulfurique additionné d'eau à raison de 9/10 d'eau et de 1/10 d'acide.

Le zinc Zn décompose l'acide sulfurique pour donner du sulfate de zinc et de l'hydrogène ; celui-ci traverse le vase poreux, décompose le sulfate de cuivre pour donner de l'acide sulfurique et mettre en liberté du cuivre qui se dépose sur le bâton de ce métal.

La figure 279 donne une représentation schématique de cet élément et la figure 280 une vue d'ensemble.

Le zinc Zn est le pôle négatif, le cuivre le pôle positif. Quand on relie extérieurement les pôles + et — un courant circule dans les conducteurs extérieurs du cuivre au zinc et intérieurement du zinc au cuivre.

Les éléments qui caractérisent une pile sont la f. e. m., la résistance intérieure et la capacité en ampères heures ; la première ne dépend que de la nature des corps en présence et des réactions qui s'y produisent ; la résistance est fonction de l'épaisseur du liquide et de sa surface, la capacité dépend du poids du zinc transformé en sulfate.

Pour l'élément Daniell, on a une f. e. m. de 1 volt, une résistance de 1 à 7 ohms qui varie d'ailleurs avec la richesse en sulfate de zinc ; quant à la capacité, elle est de 735 ampères heures par kilogramme de zinc, et par 4 K de sulfate de cuivre consommés.

Les défauts de l'élément Daniell résident principalement dans le mélange des deux dissolutions (sulfate de zinc et sulfate de cuivre), dans le dépôt de cuivre sur le vase poreux, dans la communication du zinc et du cuivre par les boues qui s'accumulent au fond du vase et dans les cristallisations de sulfate de zinc qui se forment le long du vase extérieur. Pour éviter ces inconvénients, il faut exercer une surveillance continue à laquelle ne peuvent s'assujettir des amateurs. A cause de ce motif, on préfère l'élément Callaud.

ÉLÉMENT CALLAUD. (Fig. 281). — Dans l'élément Callaud, les deux solutions (sulfate de zinc et sulfate de cuivre) sont séparées, non par le vase poreux de l'élément Daniell, mais par leur densité qui sont différentes : le sulfate de cuivre plus lourd se porte au fond du vase, le sulfate de zinc se place au-dessus. Le pôle positif, bâton de cuivre, doit traverser les deux solutions ; pour lui éviter d'être attaqué, il est bon de le recouvrir de gutta percha ; le pôle négatif est constitué par une lame circulaire de zinc qui plonge dans la dissolution de sulfate de zinc.

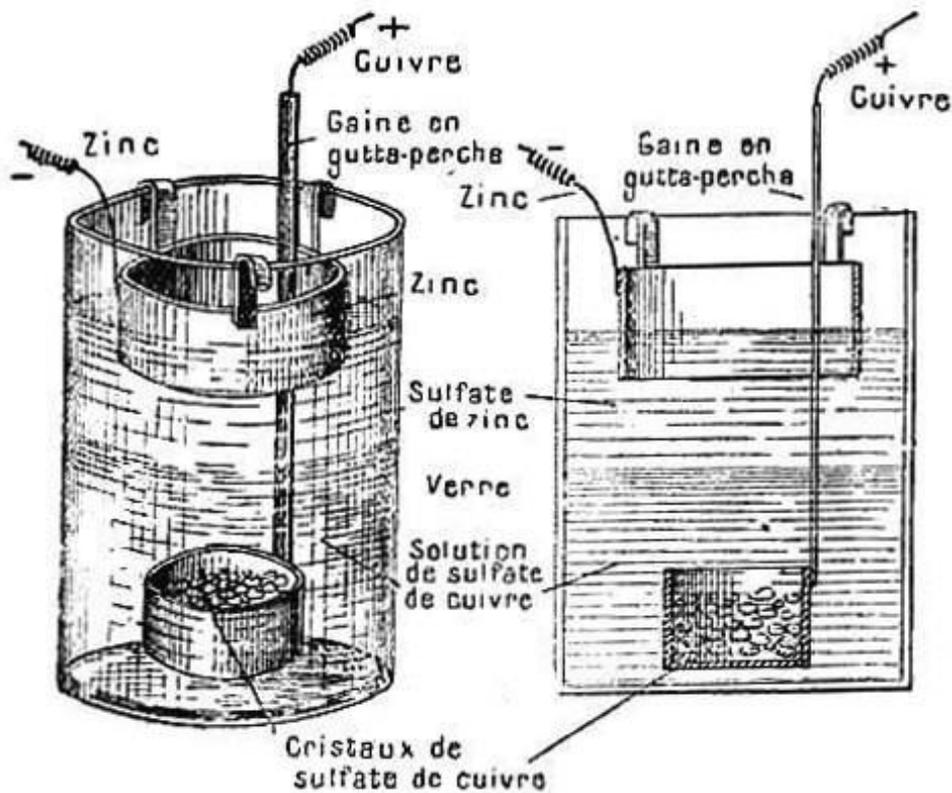


FIG. 281.

On forme l'élément Callaud avec un vase de verre ou de grès dans lequel on verse du sulfate de zinc en dissolution jusqu'à la moitié de la hauteur ; on fait ensuite arriver au fond au moyen d'un tube effilé la solution concentrée de sulfate de cuivre qui soulève la première ; on y ajoute quelques cristaux de sulfate de cuivre pour maintenir la concentration du sulfate ; on place l'électrode en cuivre recouvert de gutta-percha dans la traversée des liquides, puis la couronne de zinc suspendue par des crochets.

Les dimensions à donner à la pile Callaud sont les suivantes :

Hauteur du vase : 30 cm ; diamètre : 15 cm ; bâton de cuivre : 25 cm ; de hauteur ; diamètre : 3 cm ; lame de zinc : 8 cm de hauteur ; épaisseur : 5 m/m ; hauteur des cristaux de cuivre : 5 centimètres.

Les caractéristiques sont f. e. m. : 1 volt.

Résistance intérieure : 7 ohms ; capacité : suivant le poids de zinc.

La pile Callaud est facile à entretenir ; il faut veiller à la concentration de la dissolution de sulfate de cuivre qui devient d'un bleu moins vif. On ajoute des cristaux de sulfate ; mais la dissolution ne doit pas dépasser

le tiers de la hauteur du liquide. On veille aussi à ce que la dissolution de sulfate de zinc ne soit pas trop dense ; on retire une certaine quantité de liquide à la partie supérieure et on la remplace par de l'eau pure.

On se garde de laisser le zinc atteindre la dissolution de sulfate de cuivre, sinon il se couvre d'un dépôt noir qu'il faut, le cas échéant, gratter et enlever.

Une pile Callaud bien surveillée peut durer très longtemps, il suffit de remplacer de temps en temps le zinc et de mettre des cristaux de sulfate de cuivre.

ÉLÉMENT DE LALANDE ET CHAPERON. (Fig. 282.) — La pile de Lalande et Chaperon comprend de l'extérieur vers l'intérieur : un vase en verre et une dissolution de potasse ou de soude caustique à 30 ou 40 %, deux plaques d'oxyde de cuivre comprenant une plaque de zinc séparée des

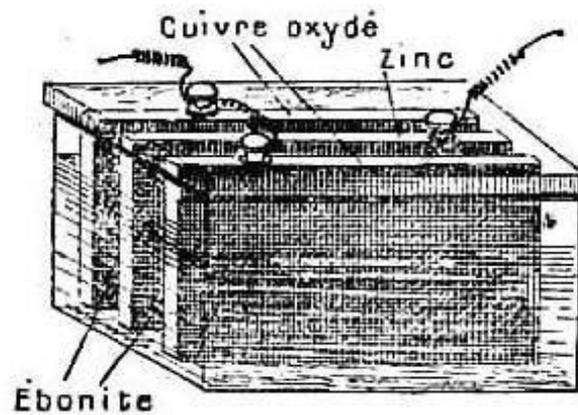


FIG. 282.

premières par de l'ébonite. Les matières solides (zinc, oxyde de cuivre et ébonite) sont maintenues par des bracelets en caoutchouc et fixées à un couvercle de porcelaine.

On peut remplacer le verre par un récipient en fer qui n'est pas attaqué par la potasse ; alors il joue le rôle de positif et il faut jeter au fond du vase de l'oxyde de cuivre.

Les réactions qui se passent transforment le zinc en zincate de potassium et l'oxyde de cuivre en cuivre ; l'oxygène et l'hydrogène donnent de l'eau. La potasse peut se remplacer par la soude.

La f. e. m. de l'élément qui est d'une constance absolument remarquable est faible ; 0,8 volt en circuit fermé ; mais sa résistance intérieure est de quelques centièmes d'ohms ; la capacité est de 900 ampères heures par kilogramme environ de zinc et par 1.200 de potassium ou 1.800 grammes environ de dissolution de potasse.

Pratiquement, 7 litres de dissolution donnent 400 AH avec une intensité normale de 8 ampères.

C'est donc une pile très intéressante, qui est d'une robustesse très grande, d'une capacité très élevée, d'une résistance très faible. Comme aucun de ses éléments ne quitte le vase, elle peut être régénérée par le courant électrique. C'est là une autre propriété précieuse qui fait de la pile Lalande et Chaperon, un accumulateur alcalin. On protège la dissolution contre l'action de l'air par une couche de pétrole.

ÉLÉMENT LECLANCHÉ. (*Fig. 283.*) — La pile Leclanché comprend un vase en verre, une solution de sel ammoniac dans laquelle plongent une lame de zinc et un charbon entouré d'un mélange de graphite et de bioxyde de manganèse contenus dans un vase en porcelaine poreuse. La figure 283 donne la coupe d'un tel élément de pile et la figure 284 une vue réelle.

Le zinc se transforme en chlorure de zinc, le sel ammoniac donne de l'ammoniac qui se dégage dans l'atmosphère et de l'hydrogène qui décompose le bioxyde de manganèse : ces réactions ont lieu en circuit fermé ; en circuit ouvert rien ne passe. Mais la pile se polarise assez vite en circuit fermé, car l'action du bioxyde de manganèse est assez lente ; après un moment de repos la f. e. m. revient à sa valeur normale.

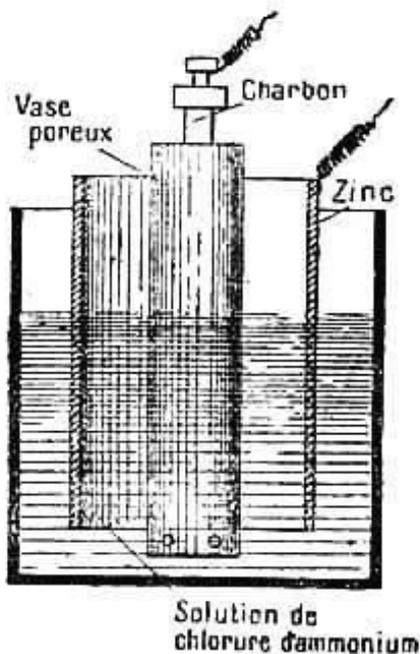


FIG. 283.

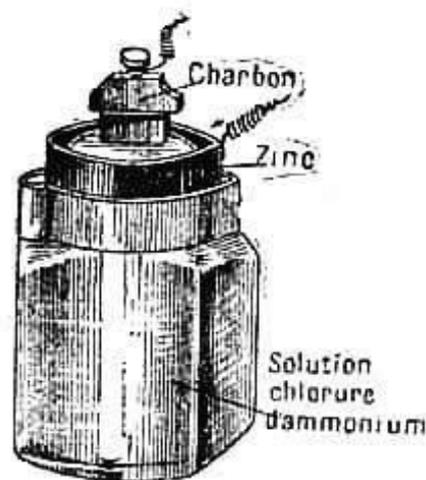


FIG. 284.

La f. e. m. vaut 1,5 volt, mais la résistance intérieure est de 5 à 6 ohms ; la capacité est de 500 AH par kilogramme de zinc consommé.

Cette pile, sous la forme que l'on vient de décrire, est peu employée. On lui en donne une plus avantageuse en remplaçant le vase poreux par un sac ; la substitution a pour effet de permettre une action plus rapide du bioxyde de manganèse ; par suite, il n'y a pas de phénomène de polarisation et la f. e. m. de la pile est constante. En outre, la résistance intérieure est réduite à 0,3 ohm.

Les dimensions habituelles d'un élément à sac sont les suivantes :

Hauteur du vase	20	centimètres,	diamètre	12	centimètres.
Charbon	22	—	—	3	—
Sac	18	—	—	8	—
Zinc	18	—	—	11	—

PILE FÉRY. (*Fig. 285.*) — La pile Féry est une modification de l'élément Leclanché ; la plaque de zinc est au fond du vase ; le charbon est de fabrication spéciale et se caractérise par son extrême porosité ; il n'y a pas de bioxyde de manganèse dont le rôle est rempli par l'oxygène de l'air ; le sel ammoniac est le même.

En somme, la pile Féry est la pile Leclanché dont le dépolarisant est l'air.

On place le zinc dans le fond pour l'empêcher de s'oxyder en absorbant l'oxygène de l'air ; au contraire, le charbon, vertical, est très poreux,

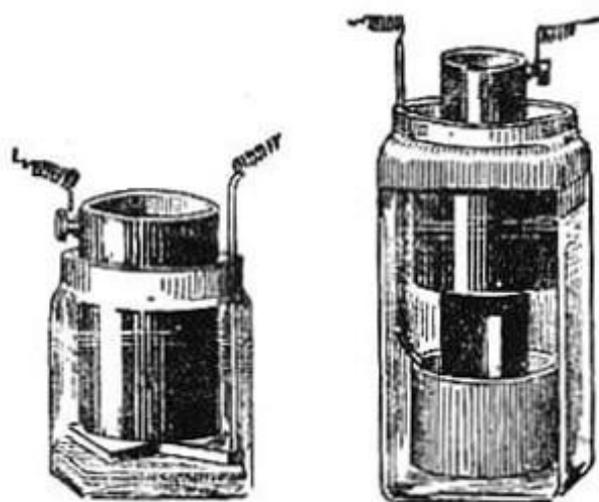


Fig. 285.

favorise l'action de l'hydrogène mis en liberté sur l'oxygène ; il n'est séparé du zinc que par un croisillon de bois ou d'ébonite.

Voir page 248 le tableau des caractéristiques des divers types de pile Féry.

Piles sèches. — Les piles sèches, imaginées pour la facilité du transport, dérivent presque toutes de l'élément Leclanché ; on immobilise la dissolution de sel ammoniac avec de la gélose, ou du cofferdam ou de l'agar-agar ou d'autres matières analogues. On trouve dans le commerce de nombreux types qui portent le nom de la maison constructrice. La f. e. m. varie entre 1, 2 et 1, 6 et la résistance intérieure entre 0,4 et 0,7 ohm. Elles se maintiennent constantes pendant une durée assez longue à la condition de fournir un courant très faible. Il convient d'acheter des éléments récemment préparés, parce qu'après une assez longue période d'inactivité, les piles sèches sont hors d'usage.

Alimentation des récepteurs. — Quand on dispose de lampes à consommation normale, 0,7 ampère sous 4 volts, seule la pile Lalande et Chapéron peut être utilisée ; mais la f. e. m. étant assez basse, 0,8 volt en moyenne, il faut 5 éléments en série et une capacité plus ou moins grande suivant le nombre de lampes à desservir.

On peut déterminer la quantité de zinc nécessaire au chauffage pendant un temps déterminé. 32,75 grammes de zinc donnent 96.500 coulombs ; 5 lampes ordinaires consomment un courant de $0,7 \times 5 = 3,5$ ampères, c'est-à-dire 3,5 coulombs par seconde ou 12.600 coulombs par heure ; admettons un rendement de 80 0/0 ce qui est normal ; les 96.500 coulombs donnés par 32,75 grammes donnent une quantité disponible d'électricité de $\frac{96.500 \times 80}{100} = 77.200$ coulombs, ce qui correspond à une

durée de 6 heures. Pour 15 jours à 4 heures par jour, c'est-à-dire pendant 60 heures, il faudra 10 fois plus de zinc, soit 327,5 grammes. D'ailleurs à 65,5 grammes de zinc correspond la consommation de 112 grammes de

CARACTÉRISTIQUES DES ÉLÉMENTS SÉPARÉS

TYPE D'ÉLÉMENT	⁰⁰ /A (T. S. F.)	⁰⁰ /S (T. S. F.)	0/S	01/S	1/S	2/S	4/S	Super 3
Hauteur du vase verre	60 mm.	100 mm.	125 mm.	138 mm.	138 mm.	165 mm.	138 mm.	200 mm.
Côtés mm. ...	03 x 06	50 x 40	60	82	82	105	118	118
Hauteur totale du charbon ...	120 mm.	120 mm.	120 mm.	120 mm.	140 mm.	170 mm.	150 mm.	210 mm.
Poids de l'élément complet (sans solution)	159 gr.	180 gr.	433 gr.	620 gr.	903 gr.	1.581 gr.	1.680 gr.	2.160 gr.
Poids de la charge de sel ammoniac	9 gr.	11 gr.	35 gr.	90 gr.	85 gr.	170 gr.	190 gr.	280 gr.
Volume de solution	55 cma.	55 cma.	175 cma.	425 cma.	400 cma.	800 cma.	930 cma.	1.400 cma.
Force électromotrice	4,25 V	4,4 V	4,4 V	1,4 V	1,4 V	1,4 V	1,4 V	4,4 V
Capacité totale	4 AH	4 AH	18 AH	50 AH	60 AH	73 AH	105 AH	190 AH
Régime moyen ou continu ...	1 mA	4 mA	20 mA	20 mA	60 mA	80 mA	150 mA	200 mA
Régime intermittent (périodes n'excédant pas une heure, sui- vies d'un temps de repos double de celui du travail)	2,5 mA	10 mA	50 mA	50 mA	100	200 mA	400 mA	500 mA

potasse caustique ; pour 327,5 grammes de zinc, il faut 560 grammes de potasse. La densité de la potasse est égale à 2,1, le volume correspondant est 0,26 litre, soit 0,866 litre de dissolution.

Les autres piles ne pourraient débiter une telle intensité sans que leur tension ne baisse rapidement ; aussi ne sont-elles guère employées que pour le chauffage des lampes à faible consommation.

Avec les éléments Leclanché, à sac, par exemple, on peut alimenter un poste de 5 lampes, ce qui exige un courant de :

$$0,06 \times 5 = 0,3 \text{ ampère.}$$

c'est-à-dire $\frac{3}{10}$ de coulomb ; pendant une heure, la consommation vaudra 1.080 coulombs, ce qui pour 37,7 de zinc correspond à une durée de

$$\frac{77.200}{1.080} = 71 \text{ heures, et à une usure de 27 grammes de sel ammoniac.}$$

Pour les piles Féry, les constructeurs donnent les renseignements utiles pour l'alimentation des lampes à faible consommation.

Consommation totale	0A,06 à 0A,12	0A,12 à 0A,25	0A,25 à 0A,50	0A,50 à 0A,75
Nombre de lampes à 0A,06	1 à 2 lampes ou à 0A,06	3 à 5 lampes ou à 0A,06	5 à 8 lampes ou à 0A,06	9 à 12 lampes ou à 0A,06
Type de pile.....	4/5	Super 3	Super 3	Super 3
Nombre de piles....	4	4	8	12
Mode de montage...	1 Série de 4 piles	1 Série de 4 piles	2 Séries de 4 piles en parallèle	3 Séries de 4 piles ou parallèle
N° du Schéma.....	Schéma N° 1	Schéma N° 1	Schéma N° 2	Schéma N° 3

Avec les autres éléments secs, il faut demander les indications nécessaires au constructeur ou au vendeur.

b. — ALIMENTATION PAR LES ACCUMULATEURS.

1. Accumulateurs au plomb.

PRINCIPE. — Nous avons vu dans l'étude de la pile Lalande et Chaperon que l'élément pouvait être reconstitué : si l'on met le pôle positif en communication avec le pôle + d'une source d'énergie et le pôle négatif avec le pôle —, le courant va à l'intérieur du cuivre au zinc, alors que la pile fournit un courant qui à l'intérieur va du zinc au cuivre. Ces deux courants sont donc inverses l'un de l'autre et les réactions qui les accompagnent sont exactement contraires. Avec les connexions qu'on vient d'indiquer, le zinc et l'oxyde de cuivre ainsi que la potasse seront reconstitués et la pile pourra fournir une quantité d'électricité égale à celle qu'elle a absorbée.

Sur ce principe sont basés les accumulateurs au plomb. Nous n'en ferons pas la théorie qui est assez complexe et qui diffère d'ailleurs suivant les auteurs. Nous constaterons seulement qu'un élément comprend un vase, en celluloid, en ébonite ou en une autre matière inattaquable par l'acide sulfurique, une lame de plomb recouverte de bioxyde marron au pôle positif et une lame de plomb gris spongieux au pôle négatif ; comme liquide excitateur on emploie de l'acide sulfurique dissous dans l'eau (13 0/0)

Pendant la décharge, c'est-à-dire pendant que l'accumulateur débite, les deux plaques se transforment en composés plus ou moins complexes, lorsque l'accumulateur est rechargé, les réactions inverses se produisent et l'on obtient du bioxyde au pôle positif et du plomb au pôle négatif. (Fig. 286.)

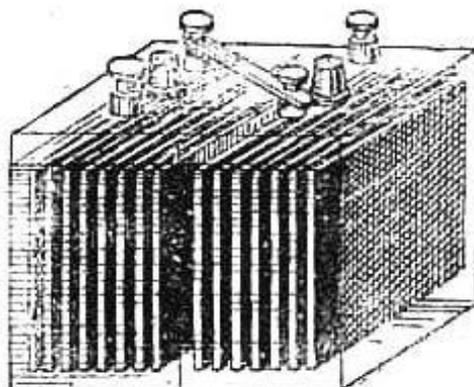


FIG. 286.

Les caractéristiques d'un accumulateur au plomb sont les suivantes :

F. E. M. (fig. 287) après la charge immédiatement 2,5 volts; après quelque temps très court, elle tombe à 2,1 volts; en décharge, la valeur moyenne est de 2 volts, mais en réalité elle varie de 2,1 volts à 1,8; quand on arrive à cette dernière valeur, il faut arrêter la décharge car l'accumulateur se sulfaterait et deviendrait inutilisable.

A la charge, la tension va de 1,8 à 2,5 volts. La figure 287 donne les variations de charge et de décharge.

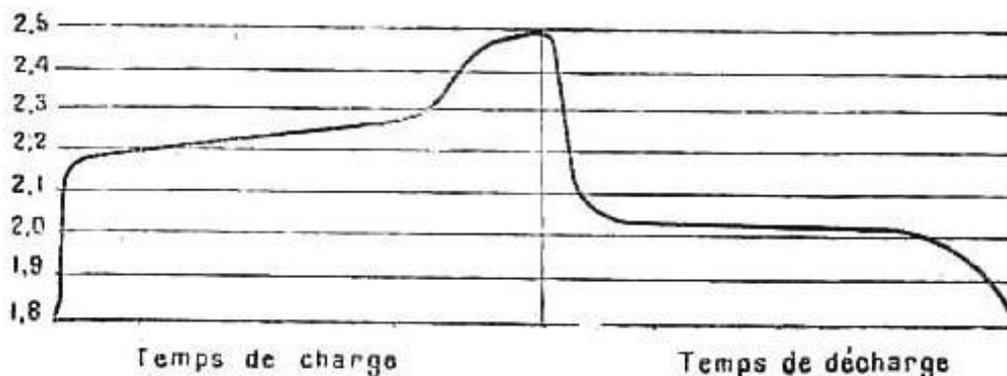


FIG. 287.

RÉSISTANCE. — Elle varie selon les types de 1/100 à 1/1000 d'ohm; pour les accumulateurs genre Faure à oxydes rapportés elle a, approximativement, la valeur $\frac{0.08}{p}$ ohm, p étant le poids des deux électrodes; pour les accumulateurs type Planté on a $\frac{2.5}{s}$ ohm, s étant la superficie.

Cette résistance étant très faible aussi, il faut surveiller les accumulateurs et éviter les courts-circuits.

La résistance est la plus faible lorsque la densité de l'acide sulfurique marque 26 degrés Baumé.

D. D. P. aux bornes. — La *d. d. p.* aux bornes dépend de l'intensité du courant de décharge ; il ne faut pas dépasser le 1/10 de la capacité en ampères-heures.

CAPACITÉ DES ACCUMULATEURS. — On appelle ainsi le nombre d'ampères heures qu'ils peuvent fournir ; elle dépend du poids des plaques et elle s'entend pour une tension minimum de 1,8 volt.

PUISSANCE D'UN ACCUMULATEUR. — C'est la quantité d'énergie qu'il peut fournir par seconde ; c'est une donnée qu'on peut négliger dans les applications de T. S. F. usuelles qui ont trait aux amateurs.

DENSITÉ DU COURANT DE CHARGE OU DE DÉCHARGE. — Elle égale au 1/10 de la capacité en ampères-heures ; normalement un accu doit donc être chargé et peut être déchargé en 10 heures.

RENDEMENT EN QUANTITÉ. — C'est le rapport de la quantité d'électricité rendue à la quantité reçue ; il ne dépasse pas généralement 70 0/0.

CHARGE D'UN ACCUMULATEUR. — Il faut une source de courant continu ; au début, la batterie de 4 volts ne mesure que 3,6 volts ; à la fin elle mesure 5 volts ; il est donc indispensable que le voltage aux bornes puisse être augmenté peu à peu ; on le fait au moyen de rhéostat. (*Fig. 288.*)

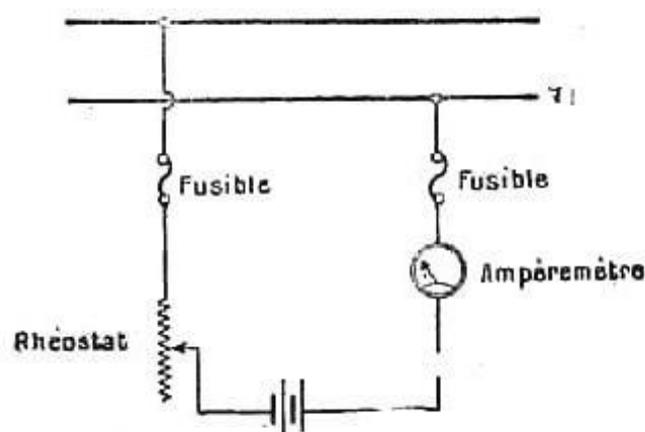


FIG. 288.

Si l'on a une source de 110 volts continus, la force contreélectromotrice étant de 3,6 volts, il faut absorber $110 - 3,6 = 106,4$ volts. Si le courant de charge est égal à I ampères, la résistance à intercaler sera de :

$$\frac{106,4}{I} = R \text{ ohm.}$$

A la fin de la charge, la f. e. m. est 5 volts, il faut absorber
 $110 - 5 = 105$ volts ;

il faut donc une résistance de :

$$\frac{105}{I} = R' \text{ ohm.}$$

Le rhéostat doit pouvoir varier de R à R' ohms.

Supposons la capacité de 40 ampères heures ; I alors vaut 4 ampères.

$$R = 24,6 \text{ ohms.}$$

$$R' = 26,25 \text{ ohms.}$$

Il faut remarquer que l'on perd avec une telle source une énergie égale à

$$105 \times 4 = 420 \text{ watts.}$$

l'énergie utilisée étant égale à :

$$5 \times 4 = 20 \text{ watts.}$$

Pour opérer la charge, on met le pôle + de la source au pôle + de la batterie d'accumulateurs et le pôle - de la source à celui de la batterie ; on protège les accu au moyen de fusibles et on se sert d'un ampèremètre pour la lecture de l'intensité.

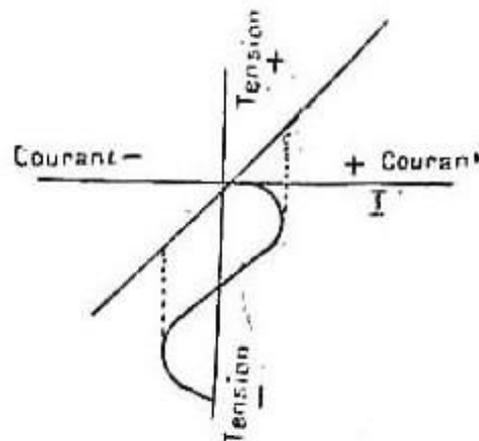


FIG. 290

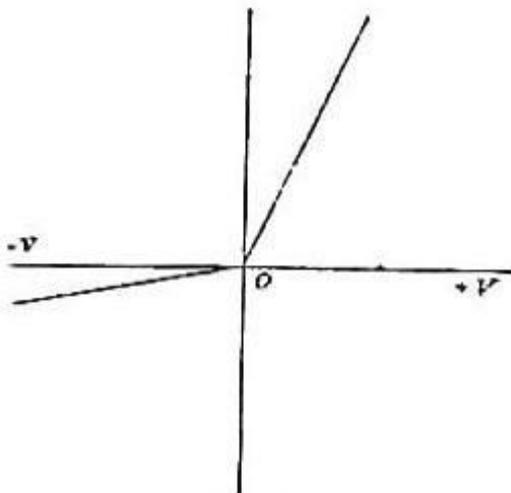


FIG. 289.

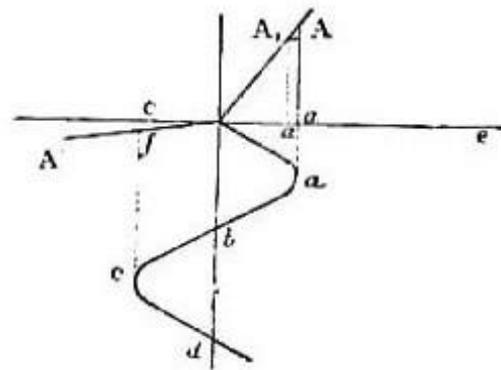


FIG. 291.

Au début de la charge, la densité de la solution d'acide sulfurique est de 20 à 23 degrés Baumé ; à la fin, elle doit marquer 27 à 28° ; la tension croît très rapidement de 1,8 à 2,1 volts, puis lentement à 2,5 volts. A la fin de la charge, il y a un dégagement abondant de gaz, ce qui indique que l'opération est terminée.

On peut remplacer le rhéostat par des lampes qui donnent une résistance équivalente.

On obtient aussi des tensions continues en redressant des courants alternatifs.

Avec des soupapes électrolytiques, ou des redresseurs colloïdaux, ou des soupapes à mercure, ou des Tungar, etc., on a trouvé le moyen d'obtenir des tensions assez basses et des courants intenses; nous allons étudier chacun de ces genres de redresseurs qui permettent la recharge des accumulateurs de chauffage.

REDRESSEMENT DU COURANT ALTERNATIF.

GÉNÉRALITÉS. — On redresse le courant alternatif de manière à obtenir une source continue, mais comme le redressement n'est jamais parfait, il y a lieu de le filtrer.

Le redressement peut se faire chimiquement, mécaniquement et électriquement; au premier mode correspondent les soupapes électrolytiques, au second les redresseurs mécaniques et au troisième les valves (kénotrons, tungar, etc.).

Le redressement ou la rectification d'un courant peut se faire aussi avec tout conducteur qui ne suit pas la loi d'Ohm. Ainsi agit un détecteur à galène; mais les redresseurs types sont ceux pour lesquels la courbe des résistances est dissymétrique par rapport à l'origine, et présente une allure analogue à celle de la figure 289 alors qu'un conducteur suivant la loi d'ohm donnerait l'allure de la figure 290.

L'étude d'un circuit rectifiant est simple quand il suffit de tenir compte de la résistance ohmique afférente à la partie extérieure au redresseur; on a, en effet :

$$e - Ri = v \quad (i).$$

e étant la tension alternative, R la résistance ohmique et $v(i)$ la fonction qui caractérise le redresseur; e étant connu en fonction du temps, on peut déterminer i par la voie de la représentation graphique. Admettons, par exemple, que $A'oA'$ soit la courbe représentant la fonction caractéristique du redresseur, si la courbe des tensions e est la sinusoïde $o a b c d$, le courant varie entre Aa' et i' , de sorte que le courant rectifié aura pour valeur maximum $Aa' - i' = \Lambda, 1 a'$. (Fig. 290.)

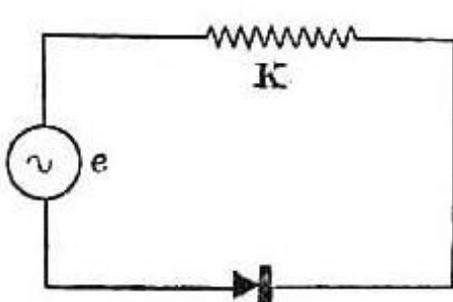


FIG. 292.

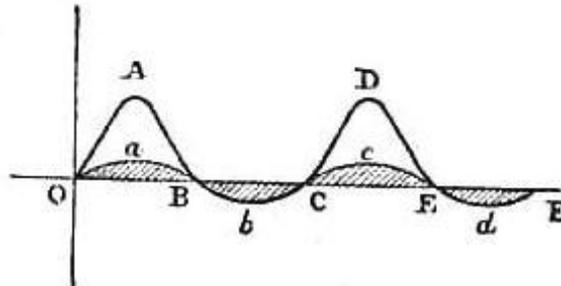


FIG. 293.

Mais lorsque le circuit présente des capacités et des self-inductions, le problème est plus difficile et des déductions approchées peuvent seules être données ici.

Dans le circuit de la figure 292 le redressement est loin d'être bon ; le courant total comprend, en effet, une composante continue et une composante alternée ; la dernière est représentée par la courbe $O a B b C c E d f$; la première par les courbes $OAB CDE$, etc. (Fig. 293.)

C'est un système désavantageux, au point de vue rendement, que de faire parcourir le générateur par le courant continu obtenu.

Un dispositif meilleur est celui de la figure 294 qui comprend deux redresseurs et qui suppose une prise médiane dans le secondaire S du transformateur T . La présence de la self L , dans le circuit du courant redressé, rend celui-ci beaucoup moins variable ; la symétrie du dispositif jointe à cette self exerce une action analogue à celle d'un volant.

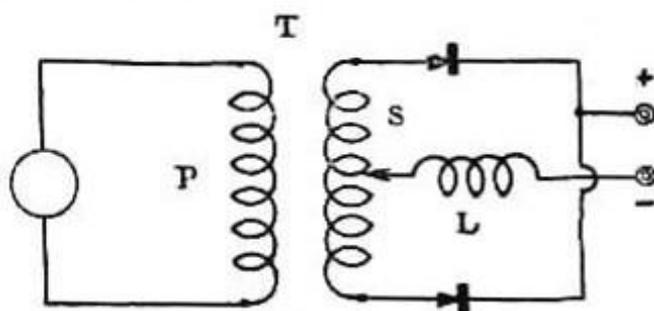


FIG. 294.

Mais cette action n'est pas suffisante si l'on veut obtenir un courant rigoureusement constant ; la présence de condensateurs est indispensable suivant le schéma de la figure 295. Pendant que le courant passe, le condensateur se charge progressivement de 0 à la tension maximum du courant alternatif qui lui est appliqué et y reste ; lorsque le redresseur ne laisse passer aucun courant, le condensateur conserve sa charge et sa tension maximum.

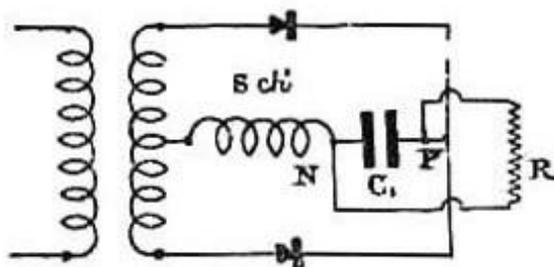


FIG. 295.

Si nous plaçons maintenant entre les bornes P et N une résistance R , le condensateur se décharge à travers elle ; et il se produit un courant qui ne dépend que de la loi d'Ohm.

Faisons agir simultanément le redresseur sur le condensateur et le condensateur sur la résistance : si la capacité est très grande, le condensateur n'aura perdu qu'une faible partie de sa charge lorsque le redresseur recommencera à fonctionner pour la $1/2$ période suivante. Mais il faut dans le cas du courant de chauffage que la capacité soit très grande.

Enfin, le fil qui constitue la self de choc S doit avoir un diamètre suffisant pour supporter la densité de courant correspondante au chauffage désiré.

Maintenant que nous avons une idée générale du phénomène de redressement, nous pouvons aborder le problème pratique.

REDRESSEUR ÉLECTROLYTIQUE. — On connaît depuis longtemps la propriété de l'aluminium de laisser passer le courant quand il fonctionne comme cathode et de l'arrêter quand il joue le rôle d'anode ; cette propriété n'est d'ailleurs qu'un cas particulier d'un phénomène plus général. La résistance entre deux électrodes plongées dans un gaz, une vapeur ou un liquide ne dépend pas seulement de la nature du milieu, de sa température, de sa pression, etc., mais aussi de la polarité de ses électrodes quand celles-ci sont différentes par la forme ou par les dimensions ou par leur nature.

Supposons un électrolyte dans lequel on plonge une électrode en aluminium et l'autre en plomb, ou en fer, par exemple, et laissons passer le courant vers l'aluminium ; si nous voulons le faire passer dans le sens contraire, le courant circule pendant une fraction très petite de seconde durant laquelle l'aluminium se couvre d'une légère couche d'oxygène qui le transforme en oxyde : l'oxyde et la couche gazeuse d'oxygène arrêtent le courant, tant que la tension ne dépasse pas quelques dizaines de volts.

CONSTRUCTION D'UN REDRESSEUR ÉLECTROLYTIQUE. — La cathode est en aluminium du commerce, bien nettoyé ; pour cela on le plonge dans une dissolution de soude caustique, on le lave ensuite à grande eau pendant quelques minutes et on le plonge quelques secondes dans l'acide nitrique.

L'anode est en plomb.

L'électrolyte est du phosphate d'ammonium ou du borate d'ammonium ; pour le préparer on dissout le sel à froid jusqu'à saturation ; on décante ensuite la liqueur en prenant bien soin de ne pas troubler le dépôt constitué au fond du vase ; on obtient ainsi une solution limpide de borate

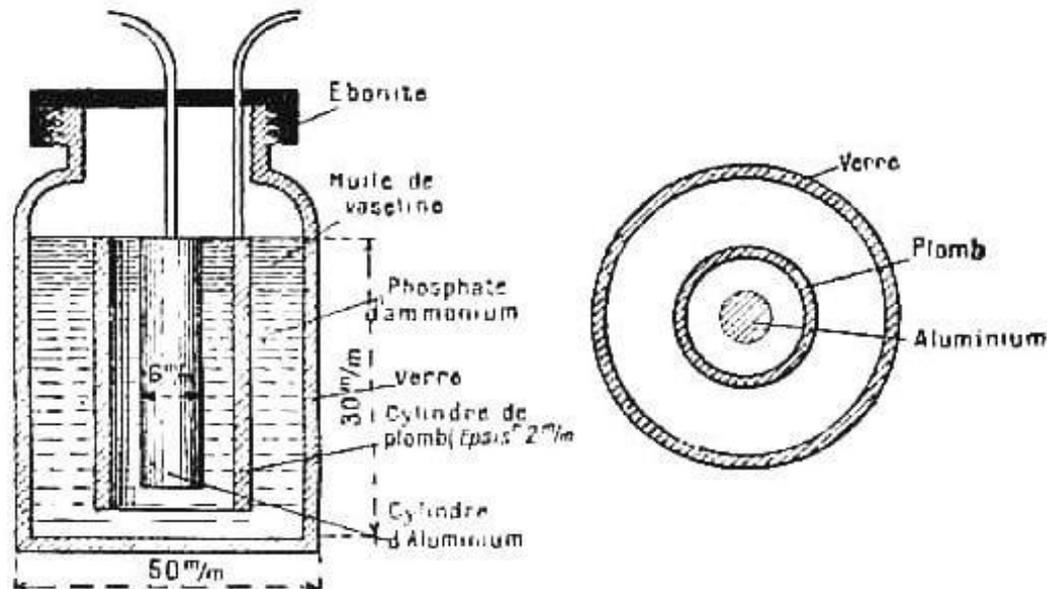


FIG. 296.

d'ammonium. On prépare évidemment une quantité de solution supérieure aux besoins actuels de manière à compenser les pertes par évaporation. On remplit le vase jusqu'à recouvrir la plus grande partie des électrodes, puis on verse par-dessus un peu d'huile de vaseline pour protéger la solution contre l'action de l'air.

Une soupape ainsi préparée ne doit pas supporter une tension supérieure à 50 volts ; pour la mettre en état de fonctionner, on la soumet pendant 12 heures à une tension continue de 50 volts, l'aluminium jouant le rôle d'anode.

Le rendement est de 20 à 25 %, lorsque la température ne dépasse pas 25° centigrades ; au delà de cette valeur, le rendement baisse encore.

On doit prendre un volume de 5 litres d'électrolyte par soupape et le courant ne doit pas dépasser 10 milliampères par centimètre carré d'aluminium.

Pour un accumulateur de 40 AH, qui est d'usage courant en T. S. F., le courant de charge est de 4 ampères ; il faut donc une surface d'aluminium de $\frac{4}{0,010} = 400$ centimètres carrés, soit avec une hauteur de 30 centimètres, un cylindre ayant un diamètre de 5 à 6 centimètres. L'épaisseur du plomb peut n'avoir que 2 mm.

La figure 296 donne une idée de cette soupape.

La tension à appliquer aux soupapes sera de 16 volts ; on l'obtiendra au moyen d'un transformateur dont le secondaire aura 48 tours en fil de 2,2 millimètres de diamètre et le primaire 330 tours en fil de 6/10 de millimètre. Le courant primaire aura 8/10 d'ampère et le secondaire la valeur demandée ; il se produira une chute de tension à travers les soupapes.

La carcasse du transformateur sera celle de la figure 297.

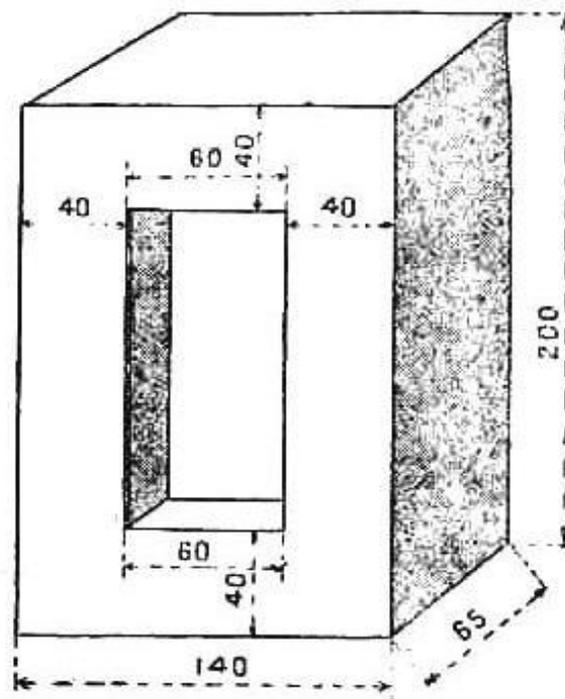


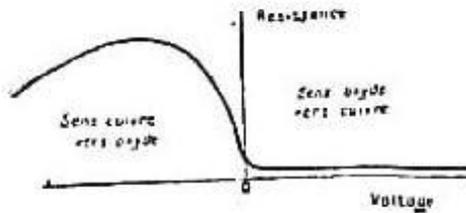
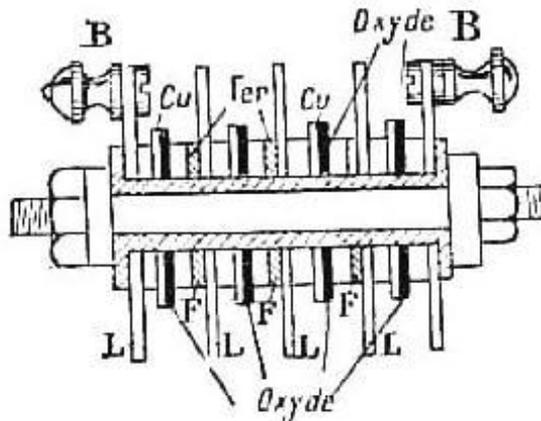
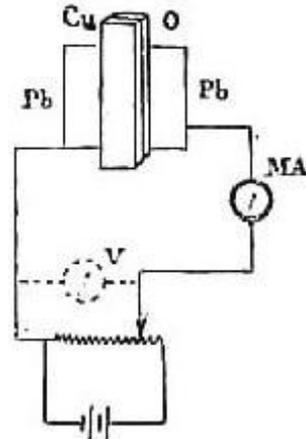
FIG. 297.

REDRESSEUR A OXYDE CUIVRE. — Considérons une lame de cuivre *Cu* dont une des faces porte une couche d'oxyde de cuivre *O* ; intercalons cette lame entre deux rondelles de plomb *Pb* et disposons l'ensemble dans le circuit d'une pile de 3 volts aux bornes de laquelle est placé un potentiomètre, comme l'indique la figure 297 bis.

Faisons passer le courant dans le sens *oxyde vers cuivre*. Il a une valeur

telle que la résistance électrique est faible. Changeons le sens et faisons-le circuler dans le sens *cuivre oxyde*, le courant devient plus faible et la résistance électrique a augmenté.

Si nous traçons les courbes qui donnent les variations de la résistance en fonction de la tension et de son sens, on a la figure 297 *ter*. La courbe montre que lorsque la tension est de 1,5 volt sa résistance dans un sens est maximum et dans l'autre elle est égale aux tensions voisines.

FIG. 297 *ter*.FIG. 297 *quater*.FIG. 297 *bis*.

Il suffira donc d'appliquer une tension alternative de 1,5 volt ; quand l'alternance positive sera à l'oxyde, le débit sera normal, quand elle sera au cuivre, presque rien ne passera ; il y aura donc redressement.

Pour avoir 6 volts nécessaires à la charge d'un accu il faut prendre 4 rondelles en service ainsi que le montre la figure 297 *quater*. Chaque élément est constitué par un disque de cuivre Cu dont une face est oxydée serrée entre deux rondelles de plomb ; contre une de ces rondelles est placée une lame de cuivre L plus grande qui facilite le refroidissement de l'appareil. Chaque cellule est séparée de la suivante par un disque de fer F. Les quatre cellules sont traversées par un tube isolant T en bakélite et serrées contre lui ; les bornes sont en B B'.

Le courant qui le traverse normalement peut atteindre 75 milliampères par centimètre carré ; mais il y a une perte de 50 %. On peut donc obtenir des rechargeurs débitant une très forte intensité.

La construction d'un tel redresseur est pratiquement impossible pour un amateur.

REDRESSEUR COLLOÏDAL. — Une liqueur colloïdale est un liquide qui contient en suspension des particules très petites d'un corps solide ; ce n'est donc pas un électrolyte et il ne peut être décomposé par le courant ; ainsi que nous l'avons dit plus haut, des électrodes dissymétriques plongées dans une solution colloïdale peuvent produire une conductibilité unilatérale

La solution la plus employée est l'argent colloïdal, l'anode est en argent, la cathode est en nickel, le courant passe de la première à la seconde, mais il ne faut pas que la tension dépasse 15 volts ; le courant peut atteindre 5 ampères par millimètre carré à la cathode, la température 40 degrés. (Fig. 298.)

On place le liquide et les électrodes dans un tube en verre. Le transformateur étudié plus haut peut encore servir.

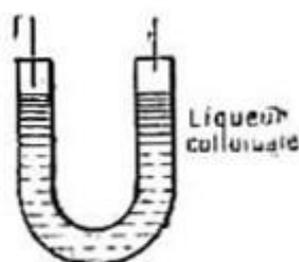


FIG. 298.

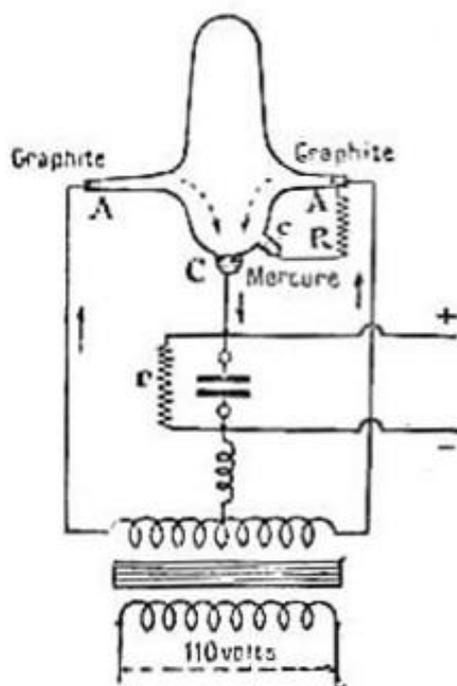


FIG. 299.

On vend dans le commerce des redresseurs qui peuvent donner 2 ampères sous 4 volts ; le dispositif à adopter est le même que celui qui a été donné plus haut avec les redresseurs électrolytiques.

REDRESSEURS A GAZ IONISÉS. — Le type le plus connu est le redresseur à vapeurs de mercure ; il demande un amorçage préalable et le passage ininterrompu du courant ; il contient par suite au moins deux anodes qui alternent pour le passage du courant durant chaque demi-période et souvent une anode auxiliaire pour garantir la continuité du fonctionnement.

La représentation schématique de cet appareil est donnée par la figure 299, on voit deux anodes en graphite, une cathode en mercure C et une petite cathode d'amorçage qui fonctionne à travers la résistance R.

On bascule l'ampoule pour établir le contact en C et c. On opère le redressement ; un arc jaillit entre C et c, des vapeurs de mercure se produisent, s'ionisent et permettent l'action entre A et C. Pour que l'arc puisse démarrer, une résistance r shunte le condensateur, de manière qu'un courant de 2 ampères circule dans le redresseur. Dès que le fonctionnement a lieu, on supprime ce shunt.

Nous ferons remarquer toutefois que cet appareil est cher et qu'il ne fonctionne bien qu'aux tensions élevées.

Après le redresseur à vapeur de mercure, on rencontre le redresseur Tungar ; celui-ci comprend dans une ampoule en verre un filament de tungstène, une atmosphère pure constituée par de l'argon et une anode

en charbon ou en graphite. Le courant passe lorsque la tension plaque est supérieure à celle du filament et ne passe plus quand celle du filament est supérieure à la tension du charbon. Par suite de l'ionisation de l'atmosphère d'argon, le courant atteint une grande intensité.

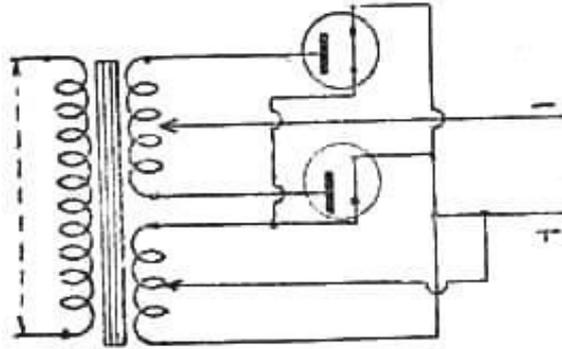


FIG. 300.

Si l'on veut utiliser les deux alternances du courant, il faut employer deux redresseurs comme l'indique la figure 300 ou bien acheter un redresseur à deux anodes comme l'indique la figure 301.

Contrairement à ce que pensent certains auteurs, l'émission électronique du filament n'est pas la cause du redressement ; pour s'en convaincre, il suffit d'insérer l'appareil dans un circuit à courant continu et dans le sens favorable, le courant passe même si l'on éteint le filament. En outre, le courant atteint une intensité de 1 à 2 ampères pour les appareils les plus petits et dépasse de beaucoup l'émission électronique totale du filament.

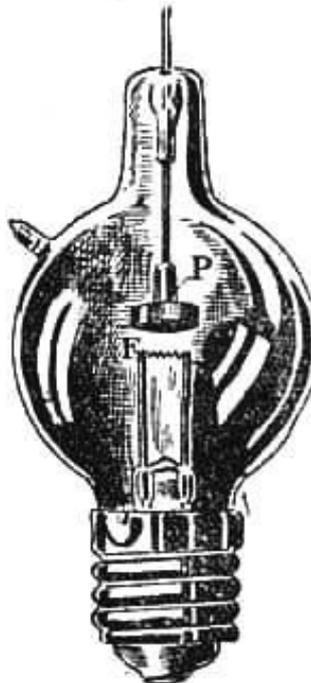


FIG. 300 bis.

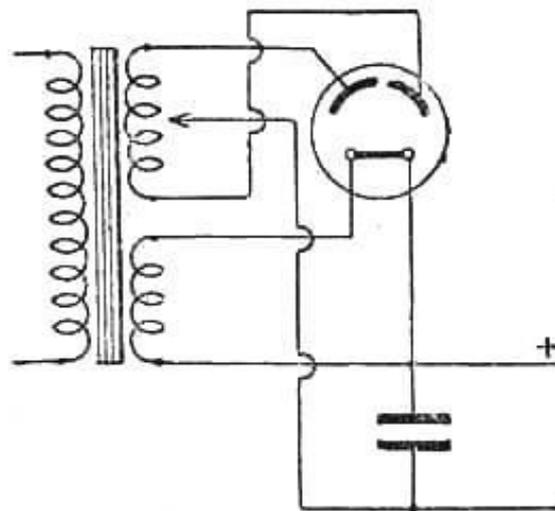


FIG. 301.

La tension normale de l'anode de Tungar est de 45 volts, le courant de chauffage 12 ampères sous la tension de 2,2 volts ; l'ampoule Tungar peut fournir, dans les modèles commerciaux, 2 ampères sous 7,5 volts

quand il s'agit du chauffage ; c'est trop pour les lampes à faible consommation, c'est trop peu pour les lampes à consommation normale :

Des valves analogues au redresseur à mercure ont été créées par les constructeurs de lampes ; elles comprennent deux plaques et un filament et les résultats qu'on obtient avec ces organes sont comparables à ceux que donnent le Tungar.

Le tableau des lampes en donne les caractéristiques

REDRESSEURS MÉCANIQUES. — Les redresseurs mécaniques sont de deux sortes, soit à lame vibrante, soit à commutateur tournant.

a) Redresseur à lame vibrante. — Il comprend, dans le modèle de M. Soulié, un électro-aimant et une lame vibrante ; l'électro-aimant est parcouru par un courant continu auquel se superpose du courant alternatif ; il attire la lame toutes les fois que le courant alternatif passe par sa valeur positive et le circuit du courant redressé est alors fermé ; l'attraction cesse aux alternances négatives, le circuit du courant redressé est ouvert.

Le schéma de la figure 302 donne la représentation du redresseur Soulié ; la lame vibrante, fixée aux extrémités E et E, a une période de vibration de 1.000 périodes environ, très éloignée de celle du courant à redresser ; elle a ainsi peu d'inertie et ne vibre pas spontanément.

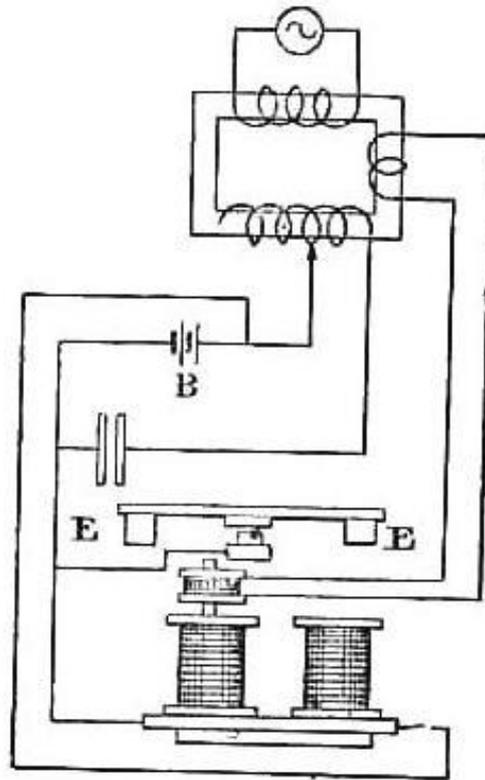


FIG. 302.

L'électro est excité en courant continu par la batterie B que l'on charge un enroulement correspond à cette excitation ; il est excité également en courant alternatif par un deuxième enroulement.

La tension à redresser est donnée par le secondaire d'un transformateur dont le primaire est branché sur le réseau alternatif ; le secondaire a des prises variables pour que l'on puisse choisir la tension la plus convenable à la charge des accumulateurs dont on dispose.

L'appareil a la propriété remarquable que l'on peut intervertir les

connexions sans changer le sens du courant, ainsi qu'on peut s'en apercevoir ; une intervention des connexions change, en effet, la polarité de l'électro-aimant et par suite la parité des alternances redressées ; donc, le courant redressé a changé de sens aussi et, finalement, rien n'est changé dans la marche du courant à travers la batterie.

Il existe des modèles qui donnent 8 ampères pour les batteries de 4 volts et 0,5 ampère pour les batteries de 80 volts. Le seul réglage difficile est celui de l'ouverture et de la fermeture du contact au moment exact où le courant s'annule pour changer de sens. C'est le constructeur qui le règle à l'avance, par l'utilisation de résistances et de capacités.

b) On a construit des redresseurs à contact tournant, mais ils sont encombrants.

Nous ne parlerons pas des convertisseurs qui sont de véritables machines coûteuses.

La charge se fait en plaçant la batterie à la place de la résistance R. (Fig. 295.)

DÉCHARGE D'UN ACCUMULATEUR. — Le rendement d'un accumulateur est d'autant meilleur que la décharge est plus lente ; il ne faudrait jamais dépasser 0,7 ampère par kilogramme de plaque ; en tout cas, le courant ne doit pas être supérieur au dixième de la capacité. Si une batterie d'accumulateurs a 40 AH, le courant ne doit pas être supérieur à 4 ampères.

ENTRETIEN DES ACCUMULATEURS. — 1° Mettre les accumulateurs dans un endroit aéré, prévoir une ventilation appropriée pour le dégagement des vapeurs nocives.

2° Bien isoler les bacs sur des supports en verre ou en porcelaine.

3° Surveiller le niveau du liquide et mettre de l'eau distillée ou de l'eau de pluie quand ce niveau s'abaisse par suite de l'évaporation.

4° Faire débiter l'accumulateur tous les jours au moins quelques instants ; si on ne doit pas l'utiliser durant quelques mois, il faut mettre à ses bornes une résistance de 500 à 1000 ohms à travers laquelle il débitera ; un accu de 4 volts 40 AH donnera ainsi un courant 0,004 ampère et ne possèdera plus au bout de 6 mois que 20 AH environ, mais il sera en bon état, si toutes les autres conditions sont bien observées ; sinon, il faut vider l'électrolyte, laver les plaques et les conserver dans l'eau distillée. Pour remonter l'accumulateur, il faut reconstituer l'électrolyte, 1 partie d'acide contre 5 d'eau, en versant l'acide goutte à goutte dans l'eau.

Les accumulateurs peuvent s'employer aussi bien à l'émission qu'à la réception, il suffit de leur donner une capacité assez grande.

2. Accumulateurs alcalins.

Les accumulateurs alcalins comprennent l'élément au *ferro-nickel* d'Edison, qui dérive de la pile Lalande et Chapéron. Ils sont formés, de l'extérieur vers l'intérieur, d'une caisse parallélépipédique, en acier nickelé, fermée presque hermétiquement, d'un grand nombre de lames très minces d'acier nickelé très voisines et séparées par de l'ébonite. Chaque lame porte une fenêtre dans laquelle est fixée de la matière active, oxyde de fer ou oxyde de nickel, selon qu'il s'agit de lames négatives ou de lames positives.

Ces oxydes sont d'ailleurs préparés avec un soin particulier et contiennent quelque peu de graphite très pur pour en augmenter la conductibilité.

L'électrolyte est une solution de potasse caustique. La f. e. m. des éléments varie de 1,1 à 1,5 volt, la résistance interne est de l'ordre du millièbre d'ohms.

UTILISATION DES ACCUS POUR LE CHAUFFAGE. — Supposons un récepteur à 6 lampes à consommation normale (0,7 A). Le courant total à demander à l'accumulateur est d :

$$0,7 \times 6 = 4,2 \text{ ampères.}$$

D'autre part, la tension normale est de 4 volts, ce qui donne comme résistance du filament de chaque lampe une valeur de :

$$\frac{4}{0,7} = 5,7 \text{ ohms.}$$

Comme la batterie peut monter à 5 volts, il faut pour absorber cette tension complémentaire une résistance de 1,5 ohm ; on la prendra égale à 2 ohms pour être à même de prévoir des surtensions accidentelles.

Enfin, la batterie devra débiter 42 ampères heures en dix heures ; si nous acceptons un rendement de 75 %, nous donnerons à notre batterie une capacité totale de $\frac{42 \times 100}{75} = 56$, ou en chiffres ronds 60 AH.

Avec les lampes à faible consommation, dont le filament a une résistance de 55 à 60 ohms, il faut un rhéostat de 30 ohms ; la même batterie donnant 42 AH utiles durera :

$$\frac{42}{0,06 \times 6} = 116 \text{ heures environ.}$$

C'est-à-dire 11 fois plus qu'avec les lampes à consommation normale. On voit l'énorme avantage à abandonner ces dernières, bien que leur prix d'achat soit inférieur de plus du double aux lampes à faible consommation.

c. — Alimentation par le secteur continu.

Le problème de l'alimentation des filaments par un secteur continu est de même nature que celui de la charge des accumulateurs : il faut abaisser à 4 volts la tension de 110 volts s'il s'agit d'un secteur à 110 ou celle de 220 volts si l'on a affaire à une distribution de ce genre ; on produit cet abaissement au moyen de résistances qui absorbent de l'énergie.

Examinons le cas du secteur à 110 volts et considérons, comme nous l'avons fait ailleurs, un poste ordinaire à 6 lampes. Le courant à obtenir est de 4,2 ampères, puisque nos tubes à vide sont en parallèle et qu'ils ont une consommation normale.

Avec une seule lampe au poste, il nous faudrait une résistance égale à :

$$\frac{110 - 4}{0,7} = 151,43 \text{ ohms.}$$

Avec deux, on aurait deux résistances égales à la précédente en parallèle, avec 6 lampes, 6 résistances égales. La valeur de la résistance équivalente est égale à 25,25 ohms. Le montage sera identique à celui qui est indiqué par la figure : on prend des résistances égales à 150 ohms et on

ajoute un rhéostat R_h de 20 à 30 ohms pour parfaire le réglage ; il est bon d'ajouter au dispositif un ampèremètre en série A et un voltmètre V en dérivation : (Fig. 303)

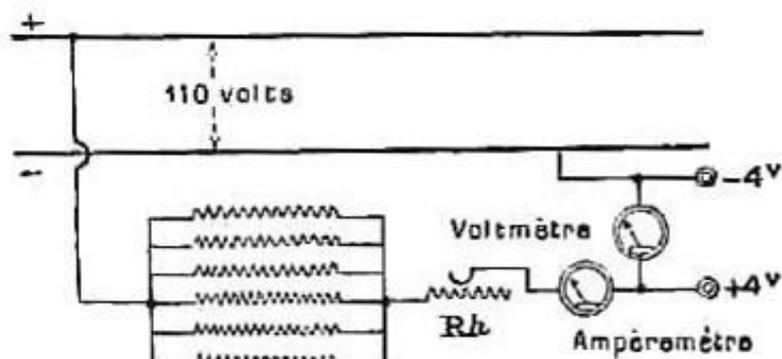


FIG. 303.

Au lieu de résistances, on a la faculté d'utiliser des lampes d'éclairage, dites monowatt, à filament métallique dont la consommation réelle est de 1,10 watts par bougie. Ce qui correspond à 1/100 d'ampère sous 110 volts. Les résistances de ces filaments ont donc des valeurs :

Lampe de 100 bougies		110 ohms.	
—	50	—	220
—	25	—	440
—	10	—	1100
—	5	—	2200
—	32	—	370
—	16	—	740

Pour des lampes à filament de carbone on a des résistances plus faibles.

Lampe de 100 bougies		résistance 30 ohms.	
—	50	—	60
—	25	—	120
—	10	—	300
—	5	—	600
—	32	—	110
—	16	—	220

Mais on peut les utiliser aussi.

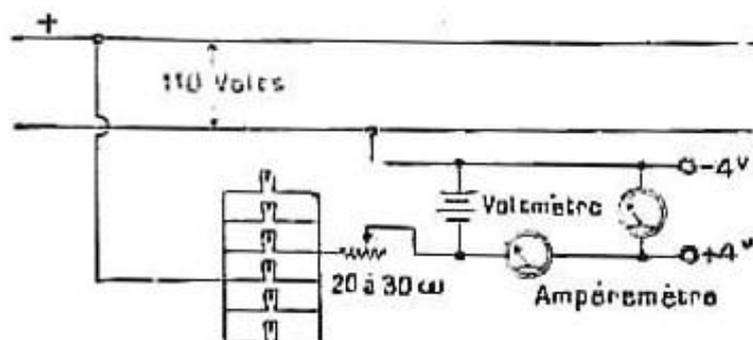


FIG. 304.

Avec notre poste à 6 lampes, il nous faudra 6 lampes de 25 bougies qui donnent une résultante de 20 ohms. Le rhéostat R_h de 20 à 30 ohms la complètera à la valeur optimum. (Fig. 304.)

Si l'on peut se procurer une batterie d'accumulateurs de 4 volts d'assez faible capacité, on peut la disposer en tampon : elle régularisera la tension du secteur. Le dispositif définitif sera celui de la figure 304.

Ainsi que nous l'avons déjà dit, la solution entraîne une dépense d'énergie inutilement perdue dans les résistances et qui dans le cas qui nous occupe est de :

$$106 \times 4,2 = 445,2 \text{ watts.}$$

C'est-à-dire : $445,2 : 6 = 74,2$ watts par lampe. Il y a, par conséquent, un gaspillage d'énergie assez considérable.

On peut la réduire assez fortement en disposant les lampes en série au lieu de les mettre en parallèle, mais alors la tension totale à obtenir est égale à n fois 4 volts, n étant le nombre de lampes employées, le courant étant toujours égal à 0,7 ampère.

La complication de ce procédé fait préférer l'utilisation des lampes à faible consommation ; alors le courant total est de 0,06 par lampe, ce qui nécessite une résistance de :

$$\frac{106}{0,06} = 1766 \text{ ohms}$$

par lampe et six résistances pour 6 lampes. Un rhéostat supplémentaire de 20 à 30 ohms permettra d'ajuster la valeur de la résultante.

Si au lieu de résistances on emploie des lampes, il faut par lampe de T. S. F. une lampe métallique monowatt de 10 bougies en série avec une lampe de 5 bougies à filament de carbone. Cette combinaison sera évidemment répétée en parallèle autant de fois que le récepteur comprend de lampes.

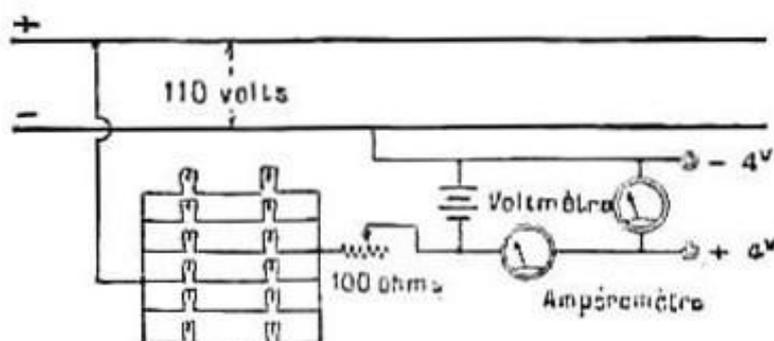


FIG. 305.

Nous n'indiquons pas les lampes à filament métallique, dites à demi-watt, qui ne consomment réellement un demi-watt par bougie qu'à partir de 200 bougies.

Le rhéostat devra avoir 100 ohms.

La consommation inutile d'énergie n'est plus que de :

$$106 \times 0,06 = 6,36 \text{ watts par lampe}$$

onze fois plus faible qu'avec les lampes à consommation normale.

Considérons maintenant le cas du secteur à 220 volts. Le dispositif général ne change pas : il faut absorber 216 volts, ce qui donne

$$\frac{216}{0,7} = 308,57 \text{ ohms par lampe ordinaire}$$

ou

$$\frac{216}{0,06} = 3.600 \text{ ohms par lampe à faible consommation.}$$

On emploie donc dans le 1^{er} cas des résistances de 300 ohms en parallèle en nombre égal à celui des lampes à consommation normale et, dans le 2^e cas, des résistances de 3.600 ohms en parallèle en nombre égal aussi à celui des tubes employés. Un rhéostat de 30 à 50 ohms convient dans les deux cas. (Fig. 306.)

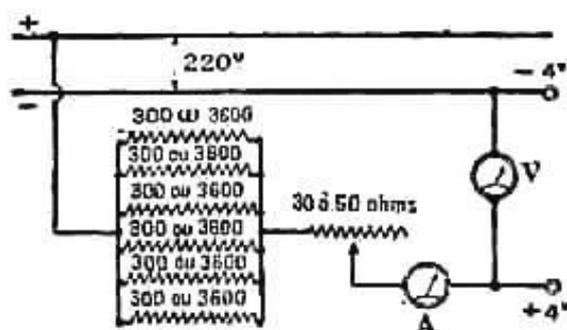


FIG. 306.

Si l'on veut des lampes, il faut se rappeler les résistances de celles qu'on emploie dans les réseaux à 220 volts.

Pour 100 bougies la résistance est de						
—	50	—	—	—	440	ohms,
—	25	—	—	—	880	—
—	5	—	—	—	1760	—
—	32	—	—	—	8800	—
—	16	—	—	—	1480	—
—	—	—	—	—	1960	—

avec les lampes à filament métallique monowatt ; avec les lampes à filament de carbone, on a :

Pour 100 bougies une résistance de						
—	50	—	—	—	120	ohms.
—	25	—	—	—	240	—
—	10	—	—	—	480	—
—	5	—	—	—	1200	—
—	32	—	—	—	2400	—
—	16	—	—	—	1440	—
—	—	—	—	—	880	—

La solution la plus économique conseille alors l'emploi de la lampe à 50 bougies avec un rhéostat de 100 ohms par tube à consommation normale (0,7 A) et deux lampes en série, l'une de 5 et l'autre de 10 bougies par tube à faible consommation.

d. — Alimentation pour le courant alternatif.

Jusqu'en 1927, on ne connaissait que quelques types de lampes chauffées par le courant alternatif brut ; diverses causes en effet s'opposent à l'alimentation directe.

1^o La d. d. p. entre la plaque et le filament n'est pas constante ; une tension de 4 volts efficace appliquée au filament varie en réalité entre 5,65 et + 5,65 volts. Si la tension-plaque continue est de 80 volts par exemple, la tension-plaque varie 50 fois par seconde de 80—5,65 = 74,35 volts à 80 + 5,65 = 85,65 volts. Ces variations de tension engendrent des variations d'intensité à la fréquence 50, elles se traduisent par un ronflement dans le récepteur.

2^o La température du filament chauffé par l'alternatif brut n'est pas

non plus constante ; puisque le courant qui le traverse ne l'est pas ; elle passe d'un maximum qui correspond au maximum du courant à un minimum qui correspond au maximum négatif du courant ; les variations ont une fréquence double de celle du secteur. L'émission électronique suit les mêmes lois et l'on entend finalement dans l'écouteur un son de fréquence 100.

3° Des phénomènes analogues se produisent si l'on considère la d. d. p. entre la grille et le filament.

Pour remédier à ces défauts, on a suivi deux voies bien différentes.

a) Lampes à chauffage direct.

1° Pour diminuer les variations de potentiel entre la plaque et le filament on a construit des filaments gros et courts, à très faible résistance ohmique alimentés par des tensions comprises entre 0,5 et 1 volt ; on a fait travailler le filament à une température très basse en utilisant les terres rares comme les oxydes de barium.

2° On a pris comme point de retour des grilles, non une extrémité des filaments mais le point milieu. On peut considérer que la tension de ce point est à peu près constante, par suite l'origine des potentiels est invariable. On peut prendre ce point milieu soit au secondaire du transformateur d'alimentation, soit à un potentiomètre ; celui-ci peut être extérieur ou intérieur à la lampe.

3° Enfin on peut rendre la grille constamment négative.

b) Lampes à chauffage indirect.

On remarquera que dans les lampes à chauffage direct le courant de chauffage est assez intense ; il produit donc autour du filament un champ électrique très fort qui agit sur les électrons émis par lui-même et leur supprime une sorte de « sarabande » avant de les laisser filer vers la plaque. Cet effet appelé « effet magnétron » est négligeable avec les lampes à faible consommation, mais prend de l'importance avec les lampes à fort courant de chauffage. On pourrait en réduire les effets en construisant des filaments repliés sur eux-mêmes de manière à neutraliser l'action d'une partie par celle de l'autre, mais les difficultés de construction deviennent très grandes.

On remarquera aussi que la chute de tension entre les deux extrémités du filament peut entraîner des effets nuisibles. Considérons par exemple une lampe qui fonctionne sous 150 volts plaque et -10 volts grille, la tension de chauffage étant de 4 volts. Le pôle $+$ de la pile de polarisation est au $-$ de la pile de chauffage, de sorte que la grille sera à -10 volts par rapport à l'extrémité négative du filament mais à -14 volts par rapport à l'extrémité positive. Supposons que le coefficient d'amplification soit égal à 15a, c'est-à-dire que 150 volts plaque aient le même effet que 10 volts grille. Alors quand la grille est à -10 par rapport au filament négatif et à $+10$ par rapport à ce même point, du fait de la tension-plaque, l'effet est nul ; au contraire pour une tension grille de -14 l'effet de répulsion domine.

D'autre part, les extrémités du filament ne travaillent pas, seule une partie centrale émet des électrons et travaille seule.

On évite ces inconvénients au moyen de lampes à chauffage indirect.

Ces lampes possèdent, comme les autres, une plaque, une grille et un filament, mais de plus entre le filament et la grille un élément supplémentaire appelé cathode. Le filament se trouve à l'intérieur d'un tube en matière isolante (stéarite) où il passe librement ; la cathode est constituée par un dépôt métallique en nickel ou une bande métallique en motybdène enroulée sur le tube isolant et sur laquelle on a disposé une couche d'oxyde ; quand le courant passe, la cathode est chauffée et c'est elle qui émet des

électrons. C'est donc la cathode et son potentiel qui servent d'éléments de comparaison. C'est à elle que se feront les retours de grille et de plaque pour former les circuits considérés dans la figure 000 à propos de lampes à courants continus et elle demeure dans un état électrique constant.

Or, la pente d'une lampe dépend du rapport entre le diamètre du filament et celui de la plaque ; quand celui-ci vaut celui-là la pente est maximum. Théoriquement cette condition est irréalisable puisque le premier est à l'intérieur de la seconde, mais on cherche à s'en rapprocher le plus possible ; avec les lampes à chauffage indirect, on peut donner à la cathode, qui se substitue au filament, un diamètre bien plus grand et obtenir par suite des pentes beaucoup plus fortes qu'avec le chauffage direct.

On peut aussi donner au filament des dimensions plus fortes, plus robustes, ce qui le fait durer indéfiniment, le faire traverser par un courant plus élevé, ce qui chauffe davantage la cathode et active l'émission électronique d'où résulte une puissance supérieure dans l'espace cathode-plaque.

Tous ces avantages sont pour ce type de lampes une cause de développement qui n'est limité actuellement que par leur prix élevé — inconvénient compensé par une longue durée — d'où résultent des frais de premier établissement et de remplacement, en cas d'accident, très onéreux. Il n'est pas douteux toutefois que l'avenir leur appartient.

Les lampes à chauffage direct ont le même aspect extérieur que les lampes à courant continu à une seule grille ; les lampes à chauffage indirect ont une broche de plus, celle qui est au centre à laquelle aboutit la cathode.

CONDITIONS D'EMPLOI. — Les lampes à chauffage direct sont utilisées en basse fréquence, mais on a soin de polariser les grilles de manière que leur tension ne puisse jamais devenir positive. Les lampes à chauffage indirect s'emploient pour tous les usages : haute, moyenne ou basse fréquence.

Mais toutes naturellement exigent une tension-plaque continue. On trouvera en appendice une liste des lampes secteurs assez complète. Nous donnons ici, pour montrer la différence avec les lampes à courant continu, quelques caractéristiques de lampes courantes.

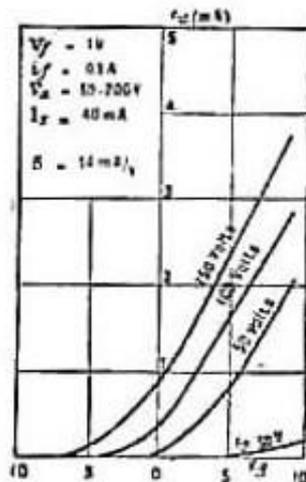


FIG. 307.

Lampes à chauffage direct.

Tension de chauffage... 1 volt.
 Courant 0,5 amp.
 Tension-plaque... 50 à 200 v.

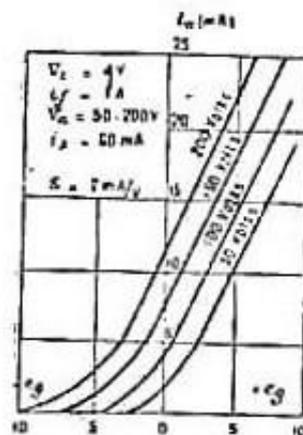


FIG. 308.

Lampes à chauffage indirect.

4 volts.
 1 ampère.
 50 à 200 volts.

Lampes à chauffage direct.

Pente	1,4
Résistance intensive....	18.000
Coefficient d'amplification.....	25
Tension de chauffage...	1 volt.

Lampes à chauffage indirect.

2 mA/volt.
17.000 ohms.
31
4 volts.

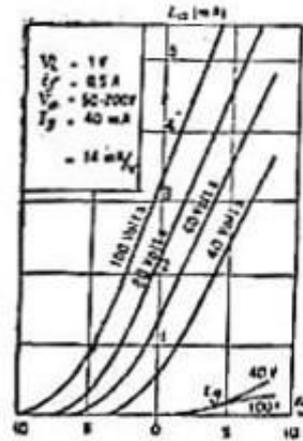


FIG. 309.

Courant de chauffage...	0,15
Tension-plaque....	50 à 150
Pente	0,5
Coefficient d'amplification	10
Résistance interne.....	20.000 ohms.

1 ampère.
50 à 150 volts.
2mA/volt.

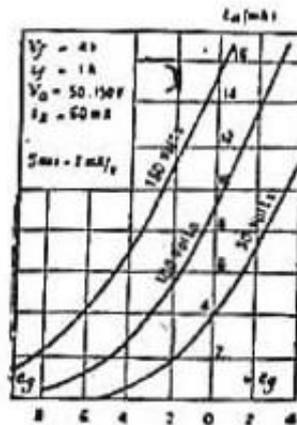


FIG. 310.

On remarquera qu'avec l'un ou l'autre type de lampes le courant de chauffage est important ; il faut donc prévoir un débit assez intense ; aussi est-il nécessaire de calculer le transformateur de chauffage **largement**, avec des possibilités d'augmentation d'intensité.

e. — Alimentation par le courant redressé.

On peut utiliser le courant redressé à chauffer directement les filaments des lampes ordinaires, mais il ne faut pas oublier que ce redressement n'est jamais complet ; le courant obtenu présente des ondulations assez importantes qui peuvent engendrer les perturbations auxquelles nous avons fait allusion.

Il nous faut trouver un artifice qui arrête le courant ondulé et ne laisse passer que du courant absolument pur. On y parvient au moyen de filtres. Nous ne ferons pas ici la théorie des filtres, qui présente de grandes difficultés pour une exposition élémentaire ; nous nous contenterons d'observer que des selfs en série dans un circuit à courant alternatif offrent une impédance très grande à ce courant périodique ; des condensateurs en dérivation sur le circuit facilitent le passage du courant.

Soit, par exemple, un circuit comprenant en série une self de 5 henrys et en dérivation une capacité de 40 microfarads et parcouru par un courant à 50 périodes. L'impédance de la self vaut :

$$Z = \omega L = 2\pi f \times L = 3,14 \times 100 \times L = 1.570 \text{ ohms.}$$

L'impédance du condensateur est de

$$Z' = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f \times C} = \frac{1}{3,14 \times 100 \times \frac{40}{10^6}} = 80 \text{ ohms environ.}$$

Si notre tension alternative a 110 volts, il passera un courant de :

$$\frac{110}{1570} = 7/100 \text{ d'ampère}$$

à travers la self et un courant de :

$$\frac{110}{80} = 1,375 \text{ ampère à travers le condensateur.}$$

Celui-ci joue donc le rôle d'un shunt. Ordinairement comme self on emploie 50 henrys, ce qui fait que le courant n'a que 7/1000 d'ampère ; une deuxième self en série et un deuxième condensateur en dérivation jouent le même rôle que les précédents éléments ; la self arrête pratiquement toute ondulation qui est dérivée par le condensateur.

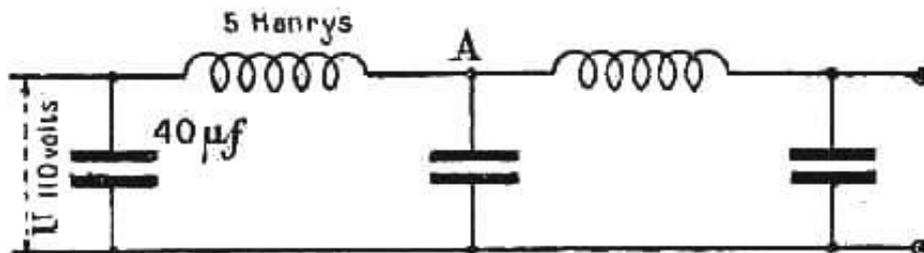


FIG. 311.

Pour nous, donc, un filtre sera constitué, dans le cas qui nous occupe, par une ou deux selfs en série sur le circuit et par un, deux ou trois condensateurs en dérivation. (Fig. 311.)

Pour alimenter des lampes avec du courant redressé, nous considérerons, d'abord, la soupape électrolytique déjà étudiée.

Le dispositif à adopter est donné par la figure 312.

On prend, comme on le voit, deux selfs de 25 microhenrys disposées en série sur chacun des conducteurs d'alimentation ; on doit, pour le diamètre du fil à employer, tenir compte de la densité de courant qui ne doit pas dépasser 2 ampères par millimètre carré de section ; avec des lampes ordinaires, un poste à six lampes demande 1,2 ampères, il faudra donc plus de 2 millimètres carrés de section ; un diamètre de 2 millimètres sera suffisant. Le noyau de 2 centimètres de diamètre sera constitué par des fils de fer de 3/10 de millimètre vernis à la gomme laque et longs de 40 centimètres. On fera 10.000 tours de fil de 2 millimètres sous double couche de coton.

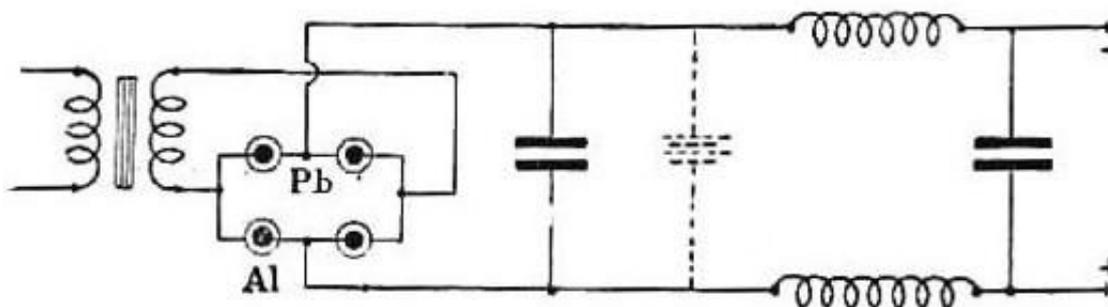


FIG. 312.

Les condensateurs seront du type téléphonique et la capacité totale de 40 microfarads ; il en faudra donc 20 en parallèle à l'entrée et à la sortie du filtre, c'est-à-dire 40 condensateurs. Si on ne veut pas de cette solution, on peut adopter les condensateurs électrolytiques qui reposent sur le même principe que les soupapes et qui se construisent identiquement et dont nous avons donné les éléments.

Il n'en reste pas moins que la self est très coûteuse et encombrante ; aussi n'a-t-on guère l'habitude d'alimenter par ce moyen les lampes à consommation normale ; on se contente des tubes appelés « radiomicros » ou « à faible consommation ».

Dans ce cas, le courant total pour un poste à 6 lampes vaut $0,06 \times 6 = 0,360$ mA ; en prenant pour valeur maximum 500 milliampères, on pare à tous les besoins possibles. Le transformateur peut avoir le noyau dont les dimensions ont été données plus haut, le fil 48 tours en 6/10 de millimètre isolé sous double couche de coton, le primaire 330 tours en 3/10 de millimètre et même isolement.

La self de choc sera également constituée en fil de 6/10 et la capacité gardera sa valeur de 40 microfarads.

Le schéma de montage est toujours celui de la figure 312.

VARIANTE DE LA SOUPE ÉLECTROLYTIQUE. — Au lieu d'aluminium, on peut employer du tantale et au lieu de borate d'ammonium de l'acide sulfurique. La construction est la même.

Voici les dimensions d'une valve :

Un récipient de 1/4 de litre environ (15 centimètres de hauteur et 5 centimètres de diamètre). On le remplit aux 2/3 d'acide sulfurique à 20° et additionnée d'une solution de 3 cm. de sulfate ferreux dans 200 cm³ d'eau distillée.

L'électrode en plomb devra être en métal très pur et celle de tantale en cylindre très fin.

Chaque bac peut donner 250 milliampères et supporter une tension de 40 à 80 volts ; comme la tension appliquée n'est que de 16 volts, le

fonctionnement sera parfait, bien que le rendement ne soit pas considérable.

Le filtre aura les mêmes éléments que plus haut, mais comme il y a dégagement d'oxygène et d'hydrogène, il faut protéger les connexions.

AUTRE VARIANTE DE LA SOUPE ÉLECTROLYTIQUE. — Les établissements Ferrix ont mis au point une soupape d'un autre type qui comprend une cathode au titane au lieu de l'aluminium, et de l'acide sulfurique comme électrolyte au lieu de borate d'ammonium.

Le titane est un corps métallique noir dont les propriétés le rapprochent de l'étain ; l'électrode au titane est un composé spécial qui se comporte comme l'aluminium ; elle laisse passer le courant quand elle joue le rôle de cathode et l'arrête quand elle est anode.

Le matériel nécessaire à la construction de cette soupape est le suivant :

1° Un transformateur type AA qui donne au secondaire 2/10 d'ampère sous 12 volts;

2° Un récipient de 1/4 de litre environ;

3° De l'acide sulfurique à 22° Baumé;

4° Une électrode au titane et une au plomb;

5° Quelques grammes de sulfate ferreux que l'on fait dissoudre dans l'acide.

La soupape laisse dégager de l'oxygène et de l'hydrogène et il faudra protéger les autres organes contre l'action de ces deux gaz.

Mais le courant qu'il fournit n'est que de 100 milliampères; par suite, si l'on veut alimenter 6 lampes à faible consommation, il faudra disposer de 4 soupapes montées comme l'indique la figure 312. Quant au filtre, il aura les mêmes caractéristiques que celui qui a été déjà décrit ; on peut doubler le condensateur le plus proche de la soupape par un petit accumulateur fer nickel qui jouera le rôle de régulateur tout comme le condensateur. La capacité de cet accu ne dépassera pas alors une dizaine d'ampères heures.

Ce sont les seuls procédés employés généralement pour le chauffage direct des filaments en parallèle. On pourrait utiliser des tubes à deux électrodes, mais, pour obtenir des courants de 500 milliampères, il faudrait une dépense considérable.

KÉNOTRONS. — Si l'on veut alimenter les lampes en série, on peut employer le kénotron modèle n° 2 de la maison Grammont (Fotos K2) qui débite 100 milli-ampères à condition d'appliquer une tension plaque de 550 volts et de chauffer le kénotron sous 5,5 volts et 8 ampères.

Notre transformateur comprendra au secondaire deux enroulements, l'un donnant 10 volts et capable de supporter un débit de 8 ampères, l'autre donnant 550 volts et supportant un débit de 125 milliampères.

La carcasse aura la forme de la figure 297 ; le primaire comprendra 330 tours de fil de 1,6 millimètre de diamètre ; le secondaire de chauffage 35 tours en fil de 3 millimètres de diamètre ; le secondaire de tension plaque 3.300 tours en fil de 5/10 de millimètre, avec point milieu apparent. L'isolement sera pour tous une double couche de coton. Le dispositif, dont la forme est identique à celle qu'on a indiquée au début du chapitre. Les lampes du poste récepteur sont alors disposées en série, mais c'est une solution qui oblige à modifier le schéma de l'appareil et par suite son montage, aussi nous ne la recommandons pas.

B. — ALIMENTATION DES PLAQUES.

a) Réception.

GÉNÉRALITÉS. — Comme pour le chauffage, on peut fournir la tension plaque à partir des piles, des accumulateurs, du secteur continu ou du secteur alternatif. Mais si on peut appliquer, avec certaines précautions, directement les tensions alternatives aux filaments, rien de tel n'est possible pour la plaque. Il faut que la tension de la batterie de plaque soit *rigoureusement* continue.

UTILISATION DES PILES. — Les piles utilisées pour les plaques sont les mêmes que celles qu'on emploie pour le chauffage ; toutefois, le courant débité par ces sources est très petit ; 60 millampères est une valeur qu'on a rarement l'occasion de dépasser. Aussi nous nous occuperons de l'installation de batteries permettant ce débit.

Comme d'ailleurs la résistance intérieure des piles, quel que soit le type employé, est faible vis-à-vis de celle des lampes, on peut négliger la première en regard de la seconde.

Les principaux types employés dérivent en majeure partie de l'élément Leclanché. On peut faire soi-même une batterie de plaque avec des piles Leclanché ordinaires : chaque élément ayant une f. e. m. de 1,2, il faut 70 éléments pour obtenir 84 volts ; avec des éléments secs dont la f. e. m. est en moyenne de 1,4, il suffit de 60 éléments qui donnent 84 volts.

Si l'on désire employer des piles sèches, on peut adopter le modèle suivant : vase en verre ou en grès de 100 millimètres de hauteur et de 50 millimètres de diamètre, solution de sel ammoniac et de chlorure de zinc, charbon de cornue, entouré d'une bouillie de charbon de bois et de bioxyde de manganèse.

Pour préparer cet élément, on dissout dans l'eau 100 grammes de sel ammoniac et 150 grammes de chlorure de zinc par quart de litre ; puis on fait un mélange de charbon et de bioxyde de manganèse dans la proportion de 1 pour le premier et 2 pour le second, en poids ; on prend 250 grammes du premier mélange et 500 grammes du second ; on obtient une pâte épaisse dont on remplit les vases après y avoir placé au centre un crayon de charbon et à la périphérie contre la paroi un cylindre de zinc de 2 millimètres d'épaisseur.

Les piles Féry servent également à alimenter les plaques ; voici les divers modes :

TYPE DE BATTERIE		00/A	00/S	0/S
Encombrement	Hauteur	210 mm	210 mm	225 mm
	Côtés	290 x 176 mm	290 x 176 mm	450 x 300 mm
Poids (sans solution)		4 kg 250	4 kg 500	12 kg 600
Capacité totale		4 AH	4 AH	18 AH
Tension moyenne en service		20 V	20 V	30 V
Régime moyen continu		1 mA	4 mA	20 mA
Régime intermittent		2,5 mA	10 mA	50 mA

Enfin, on peut employer les piles à la potasse, dérivées de celle de Lalande et Chaperon ; mais on doit en utiliser une centaine pour obtenir la tension voulue ; un huitième de litre de solution de soude ou de potasse dans un vase ayant 15 centimètres de haut, 8 centimètres de large et 8 cm. de profondeur suffit pour donner une bonne capacité.

UTILISATION DES ACCUMULATEURS. — Les piles sèches sont à remplacer dès qu'elles donnent une tension inférieure ou égale à 1 volt par élément. Les piles humides sont à surveiller : remplacement des zincs, de l'électrolyte, enlèvement des sels grimpants, changement du positif quand la tension reste, malgré la réfection, inférieure ou égale à un volt. Aussi beaucoup de personnes préfèrent les accumulateurs.

On emploie principalement des batteries de 2 à 3 ampères heures, ce qui permet un débit de 2 à 3 dixièmes d'ampère ; un poste complet à six lampes avec une lampe de puissance pouvant absorber 10 à 15 milliampères en continu, ne demandera pas plus de 40 milliampères ; une batterie de 3 AH durera donc $\frac{3}{0,04} = 75$ heure. On peut adopter soit des accus au plomb, soit des accus fer nickel.

Les tensions demandées pour les plaques varient de 40 à 160 volts, on les obtient en mettant 20 à 80 éléments en série.

Nous n'indiquerons pas la construction d'une batterie de plaque, les revues techniques publient souvent de précieuses indications à ce propos.

CHARGE DES ACCUMULATEURS DE PLAQUE. — Si l'on dispose du secteur continu, on emploie directement le courant du secteur ; si l'on n'a que du courant alternatif, il faut le redresser au préalable.

1. Charge par secteur continu, à partir de 110 volts.

Quand l'accu est à charger, sa tension est tombée à 1,8 volts ; quand la charge se termine, la tension est montée à 2,5 volts par élément. Si nous avons une batterie de 80 volts, la tension en fin de décharge est de 72 volts, en fin de charge elle atteint 100 volts.

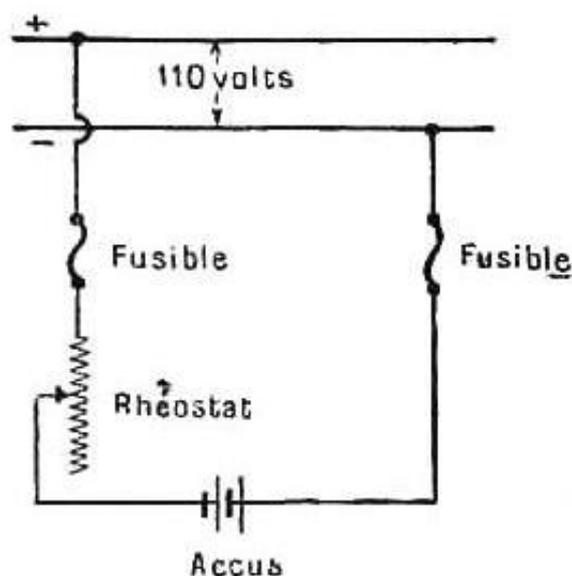


FIG. 313.

D'autre part, le courant de charge doit être égal ou inférieur au 1/10 de la capacité exprimée en ampères ; si notre source d'énergie a 2 ampères heures (2 AH), le courant de charge aura une valeur maximum de 0,3 ampères. Supposons donc une batterie de 2 AH, 80 volts ; le courant étant

de 0,2 A, on a au début à absorber une tension de $110 - 72 = 38$ volts, ce qui demande une résistance R de :

$$R = \frac{38}{0,2} = 190 \text{ ohms.}$$

A la fin de la charge, la tension absorbée n'est plus que de 10 volts et la résistance est de :

$$R' = \frac{10}{0,2} = 50 \text{ ohms.}$$

Il faut qu'au fur et à mesure de l'accroissement de la f. e. m. de la batterie, la résistance suive les variations de la tension ; notre résistance sera donc variable ; pour nous protéger contre les surtensions possibles du secteur, nous adopterons une valeur supérieure : 200 ohms, par exemple.

b) Charge à partir du secteur continu de 220 volts.

Les résistances seront égales à :

$$R = \frac{220 - 72}{0,2} = 740 \text{ ohms.}$$

et à :

$$R' = \frac{220 - 100}{0,2} = 600 \text{ ohms.}$$

On pourra prendre une lampe à filament de carbone de 5 bougies et un rhéostat de 150 ohms.

c) Charge à partir du secteur alternatif de 110 volts 50 périodes.

1. *Emploi des soupapes électrolytiques.* — Nous supposons la capacité de nos accumulateurs toujours égale à 2 ampères heures et la tension de la batterie à 80 volts ; nous employons d'abord le borate d'ammonium comme électrolyte et nous adopterons le schéma de la figure 314 qui permet d'éviter les prises médianes au secondaire du transformateur.

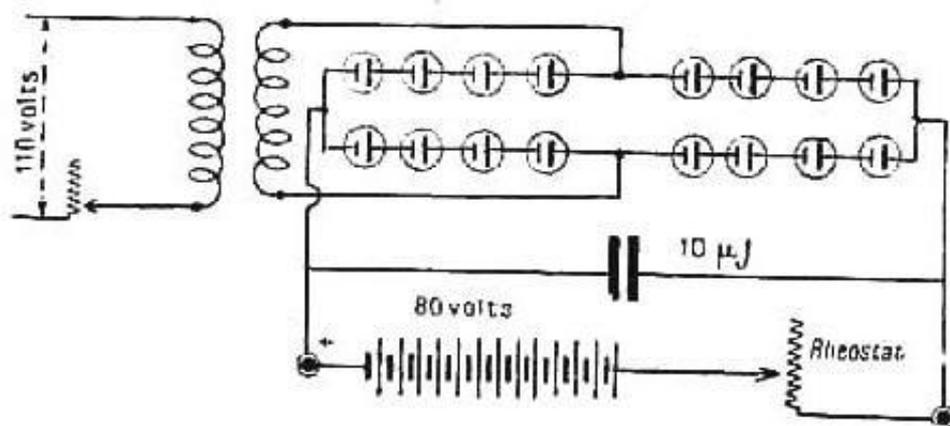


FIG. 314.

S'il n'y avait pas de condensateur de 10 microfarads, la tension alternative du secteur (fig. 314) serait redressée et donnerait une série de pulsations comme celles de la figure 316. La présence du condensateur a

pour effet d'absorber une partie de l'énergie, l'autre partie passant dans la batterie; mais pendant que le courant de charge baisse, le condensateur cède une partie de son énergie à la batterie, de sorte que celle-ci est chargée à un courant moins variable.



FIG. 315.



FIG. 316.

Pour charger nos accumulateurs, nous commençons par élever notre tension à 150 volts ou 200 volts, afin de tenir compte de la chute de tension dans les soupapes. La surface de l'aluminium sera de 20 centimètres carrés.

Le transformateur aura la forme de la figure 297 et sera construit en tôles très fines et en fer d'excellente qualité; on prend 330 tours au primaire et 600 tours au secondaire et l'on peut adopter du fil de 5/10 de millimètre sous double couche de coton qui donne 13,69 tours par centimètre.

2. *Variante de la soupape électrolytique.* — Comme pour la charge des accumulateurs de chauffage, on peut adopter les soupapes au tantale ou au titane. Avec le tantale, 8 soupapes suffisent au lieu de 16 ordinaires; le débit peut être porté à 250 milliampères. Avec le titane, il en faut 8 également, mais le courant ne sera que de 100 milliampères; c'est suffisant; il suffit de charger la batterie plus longtemps.

3. *Redresseurs mécaniques.* — Les redresseurs Soulier permettent de recharger, suivant le modèle employé, les batteries de 40 ou de 80 volts avec une intensité de 0,5 ampère. La maison Ferrix met également en vente un redresseur type Lindet de construction analogue au précédent et permettant de recharger les batteries de 40 volts.

Il faut avec ce dernier diviser la batterie en deux parties, ayant chacune 40 volts; la tension redressée par l'appareil Lindet étant de 55 volts, celle de la batterie d'accumulateurs variant de 36 à 50 volts, un rhéostat est nécessaire; on emploie une lampe de 32 bougies 110 volts à filament métallique; le courant débité est de 80 milliampères.

Le transformateur est vendu par le constructeur; sinon on peut construire soi-même en adoptant les dimensions de la figure 297 et en prenant 330 tours au primaire et 360 au secondaire, mais il vaut mieux l'acheter chez le fabricant; avec le Ferrix la tension secondaire doit être égale à $6n$, n étant le nombre d'éléments à recharger. Avec une batterie de 20 éléments, il faut $20 \times 6 = 120$ volts.

4. *Redresseurs à vapeur de mercure.* — Encombrants, ce sont surtout les industriels et non les amateurs qui les emploient; on compte sur une chute de tension de 20 volts environ dans la lampe; pour une batterie de 80 volts, il faut donc au secondaire 120 volts; le courant pouvant atteindre un minimum de 1,5 ampère, il y aura lieu d'employer un shunt pour n'avoir à travers la batterie plaque que 2/10 d'ampère si celle-ci a une capacité de 2 AH.

Si on a des batteries de 40 volts, il faut compter sur une tension secondaire de 70 volts et un courant de 1,5 ampère. Le transformateur aura 330 tours au primaire et 360 ou 210 au secondaire, suivant la tension à obtenir ; on peut prendre du fil de 1 m/m sous double couche de coton et régler la tension primaire avec un rhéostat.

5. *Redresseur Tungar.* — Les redresseurs de cette catégorie sont livrés complets ; ils fournissent la haute tension pour les accus de plaque 0,5 A sous 50 volts. Il existe d'ailleurs des modèles différents suivant la tension du réseau alternatif et la fréquence du courant. Si le courant est trop fort pour une batterie plaque de 40 volts, il n'y a qu'à charger en parallèle les deux moitiés de la batterie de 80 volts.

6. *Redresseur à valve et à gaz ionisé.* — Parmi ces valves on peut citer la valve Tungram et la valve Raythéon qui renferme de l'hélium. Nous étudions spécialement cette dernière. Elle est fondée sur le pouvoir redresseur des tubes quand ils présentent une dissymétrie dans leur forme et dans leurs dimensions. Il est, en effet, bien connu que la charge passe plus facilement d'une électrode petite (anode) à une électrode grande (cathode) que dans le sens opposé. On donne au gaz une pression telle que le phénomène s'amorce avec la tension dont on dispose sans aucun dispositif auxiliaire.

La valve Raythéon possède deux électrodes de faibles dimensions qui penchent par le bas de la lampe et une grande qui coiffe les deux autres. Chaque anode agit à son tour suivant qu'elle reçoit l'une ou l'autre des alternances.

Il n'y a plus besoin de courant de chauffage puisqu'il n'y a plus de filament. On a une tension plaque de 120 volts avec un courant de 40 milli. ; la perte de charge à l'intérieur de la valve est de 10 volts environ.

La charge d'un accu de 2 ampères heures demandera 50 heures avec un pareil système.

Comme pour la charge des accus à 4 volts, on peut obtenir un redresseur pour charger les accus de tension-plaque ; il suffit de prendre une superficie assez large pour que le débit soit convenable et le nombre de cellules assez élevé pour obtenir la tension de charge voulue. On peut donc obtenir un redresseur qui permet la charge en 10 heures.

UTILISATION DU SECTEUR CONTINU 110 VOLTS. — Le secteur donnant 110 volts, il faut abaisser la tension jusqu'à 90 volts. On y parvient avec le dispositif de la figure 317 dans laquelle les lampes L_1 et L'_1 servent à protéger l'installation et L_2 donne la tension à ses bornes.

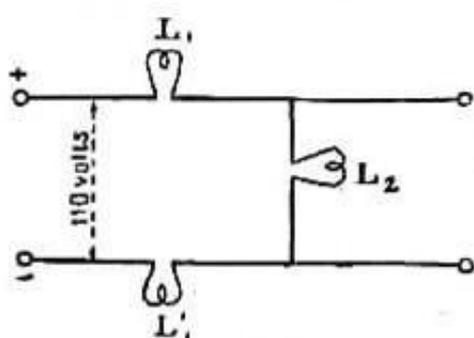


FIG. 317.

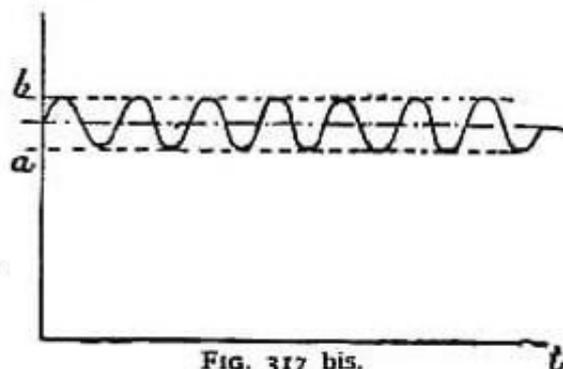


FIG. 317 bis.

On prend généralement comme lampe L_2 une lampe de 5, 10, 16, 25, 32, 50 bougies, suivant qu'on peut obtenir une tension de 90, 80, 65, 55, 45 et 35 volts. Les plaques des lampes sont en parallèle ; si chacune a 24.000 ohms, la résistance résultante est de 4.000 ohms dans notre poste à 6 lampes.

Notre lampe de 5 bougies ayant 2.200 ohms, la résultante vaut 1.400 ohms environ; la résistance totale est donc celle des lampes L₁ et L₂, augmentée de 1.400 ohms. Or, L₁ et L₂ sont des 50 bougies et leur résistance unitaire est de 220 ohms; la valeur totale est donc de 1.660 ohms, ce qui donne un courant de 7/100 d'ampère, la chute de tension dans L₁ et L₂ sera de 15 volts, de sorte qu'aux bornes de L₃, on a 95 volts au lieu de 90.

Mais ici intervient un autre phénomène; le courant produit par le secteur n'est pas un courant rigoureusement continu; il est ondulé et présente la forme de la figure 317 bis. Au courant continu *Oa* se superpose un courant alternatif qui varie entre *Oa* et *ob*. Si l'on applique ce courant alternatif à la plaque, on entendra un bruit musical très pur.

Les ondulations du courant proviennent du redressement imparfait qu'opère le collecteur. Une dynamo qui tourne à 900 tours minute et possède 60 lames au collecteur produit des ondulations dont la fréquence est égale à :

$$\frac{900}{60} \times 60 = 900$$

qu'on entendrait si l'on appliquait la tension du secteur aux plaques des lampes sans aucune précaution. On est obligé de filtrer ce courant.

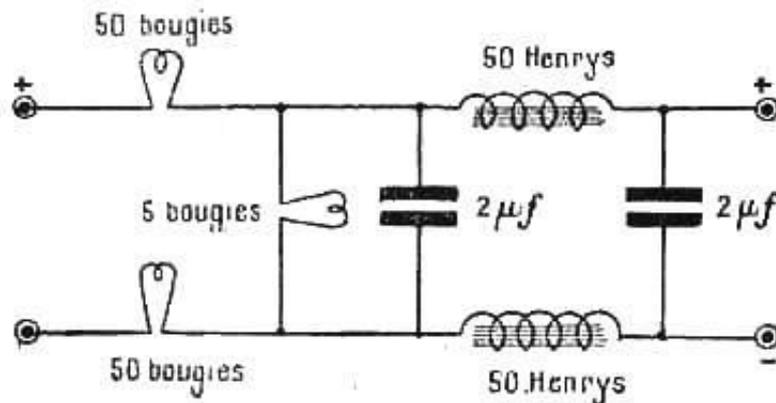


FIG. 318.

Nous savons ce qu'est un filtre, nous n'y reviendrons pas; nous indiquerons seulement qu'avec cette fréquence une self de 50 microhenrys et des capacités de 2 microfarads sont suffisantes. Les figures 318 donnent

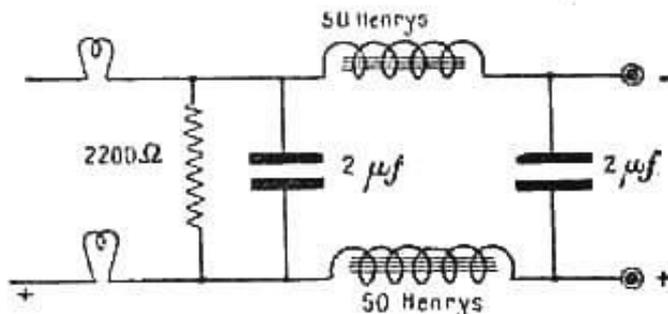


FIG. 318 bis.

le montage à adopter. La self étant constituée par du fil très fin a une grande résistance ohmique et quoique le courant dans les plaques soit faible, on prévoit une chute de 5 volts. Notre tension est donc de 90 volts.

Comme self on peut employer celles dont les dimensions sont données dans le tableau ci-après, tiré du Q. S. T. et dont la forme est celle de la figure 319.

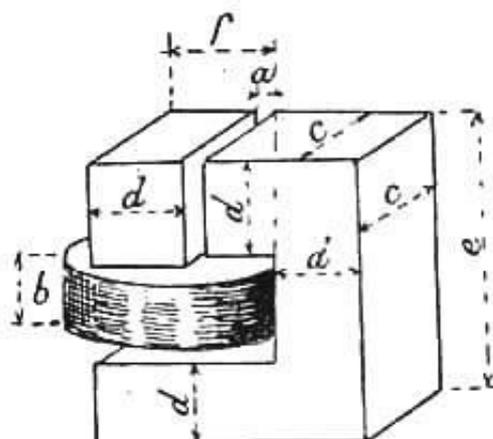


FIG. 319.

Courant en m-A	Induct. en Henrys	Nombre de tours en fil émaillé de 0,2	DIMENSIONS EN MILLIMÈTRES						Résistance en ohms
			a	b	c	d	e	f	
50	5	5.000	0,6	10	12,5	12,5	40	25	350
	10	5.000	0,7	19	19	19	63	25	400
	20	7.500	1,1	23	19	10	67	30	700
	50	11.000	2,5	28	25	25	84	35	1.300
	100	9.000	0,6	25	50	50	150	40	1.600

Quant à la capacité on peut se servir de condensateurs téléphoniques ou de condensateurs électrolytiques comme ceux dont nous avons déjà donné les caractéristiques.

Au lieu de selfs de cette construction, on a la possibilité d'utiliser le secondaire d'un transformateur basse fréquence et même, si le filtrage n'est pas suffisant, de mettre le primaire en série avec le secondaire.

Nous avons donné des montages où la chute de tension est provoquée par l'emploi de lampes; il est évident que le même résultat s'obtient au moyen de résistances R, comme l'indique la figure.

UTILISATION DU SECTEUR CONTINU A 220 VOLTS. — En règle générale, on applique le même dispositif que pour le réseau à 110, mais on abaisse la tension à 110 au moyen d'une résistance appropriée. Si l'on a besoin de 50 milliampères, on emploie une résistance égale à :

$$\frac{110}{0,05} = 2.200 \text{ ohms.}$$

qu'on peut évidemment constituer avec une résistance métallique ou avec une lampe de 5 bougies 110 volts.

Remarque. — On peut imaginer d'autres procédés pour amener la tension à la valeur voulue ; celui que nous venons d'indiquer est certainement un des meilleurs et un des plus simples.

UTILISATION DU SECTEUR ALTERNATIF 110 VOLTS. — Il faut, d'après ce que nous avons dit, redresser le courant et le filtrer sérieusement. On emploie communément soit le redresseur électrolytique, soit le redresseur à valve Tungram, soit encore le Kénotron. Les principes qui nous guident sont les mêmes que ceux qui nous ont servi dans l'étude de la charge, par les mêmes moyens, des batteries plaques. Nous reprendrons toutefois l'étude du redresseur à employer, avec quelques détails.

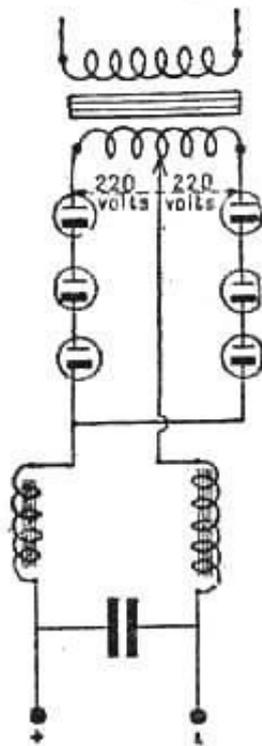


FIG. 320.

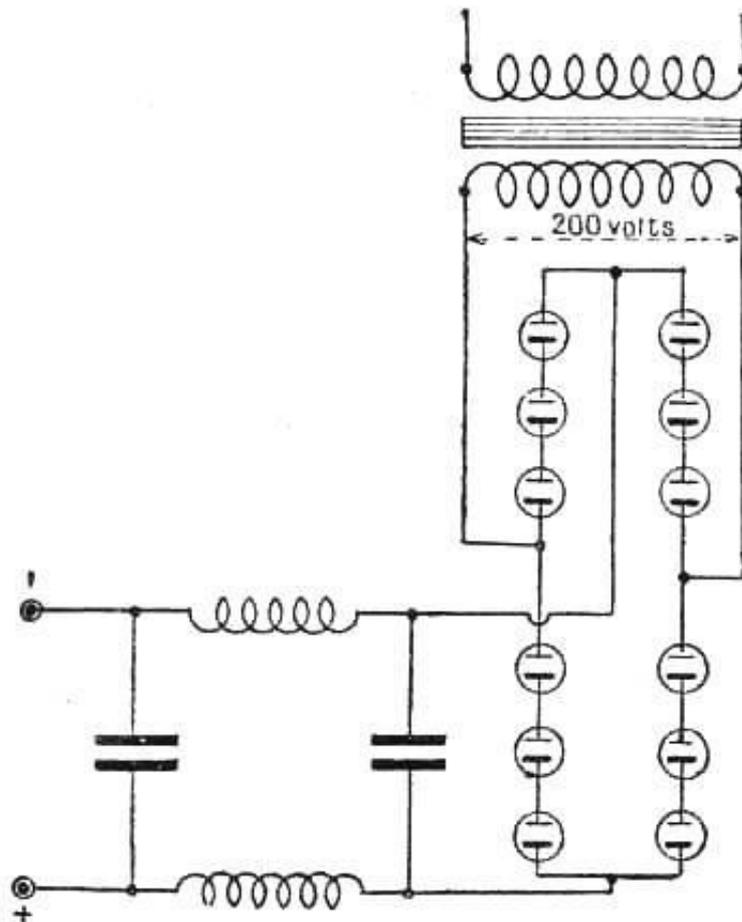


FIG. 321.

1° *Redresseur électrolytique.* — Nous supposons que le courant est toujours de 50 milliampères. Pour cette valeur nous adopterons une surface d'aluminium de 10 centimètres carrés immergée dans du borate d'ammonium et nous emploierons une soupape par 50 volts. Comme, pour tenir compte de la chute de tension qui se produit dans le redresseur, nous élevons la tension de 110 à 200 volts, nous emploierons 4 soupapes au minimum ; cependant une sécurité plus grande sera obtenue si nous

utilisons pour chaque alternance une soupape supplémentaire, ce qui nous donne un total de 6.

On peut adopter le dispositif de la figure 320 ou celui de la figure 321 ; le premier conduit à adopter un transformateur coûteux pour lequel il y a lieu de prévoir une prise médiane au secondaire ; le second nous paraît plus convenable.

Comme transformateur, on adopte le noyau de la figure 297 sur lequel du côté gauche on enroule 330 tours de fil de 5/10 de millimètres sous double couche de coton ; nous avons avec ce fil 13,64 spires par centimètre ; avec notre noyau une première couche aura 165 tours ; il suffira donc de 2 couches pour obtenir l'enroulement voulu ; du côté droit on adopte du fil de 3/10 et on fait à peu près 3 couches.

Comme soupape, on prend un vase en verre de 20 centimètres de hauteur et de 6 de diamètre ; le cylindre d'aluminium placé au centre aura 4 millimètres de diamètre et 10 centimètres de hauteur ; sa superficie sera ainsi égale à :

$$S = \pi dh = 3,14 \times 0,4 \times 10 = 12,56 \text{ cm}^2.$$

L'anode en plomb concentrique séparée de la première par un espace de 2 centimètres aura la même hauteur et une épaisseur de 1 à 2 millimètres.

Au fond du vase nous pourrions disposer une couche de borate d'ammonium ; par-dessus, nous verserons une dissolution de borate préparée comme nous l'avons déjà indiqué, et nous la soumettrons pendant 12 heures

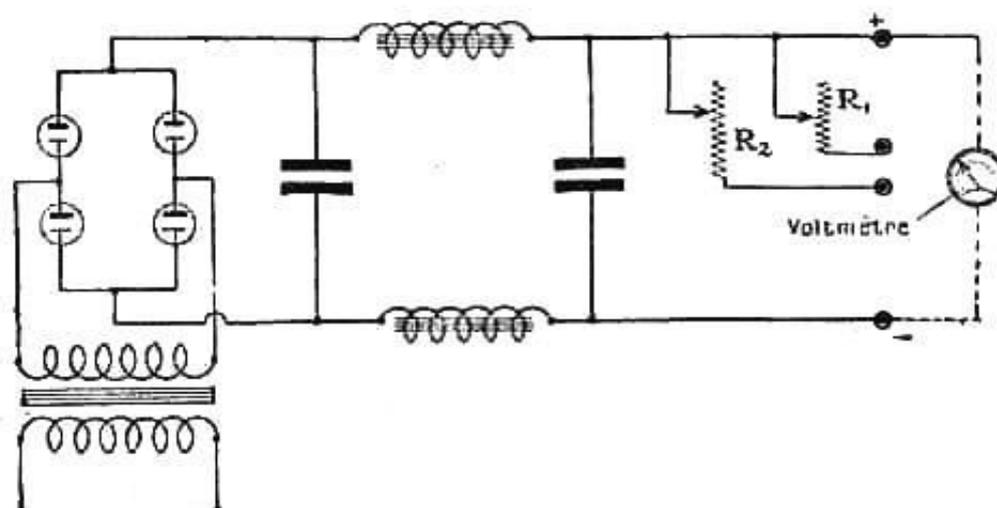


FIG 322

à une tension continue de 100 volts, mais en ayant soin de placer les 12 plaques en série, c'est-à-dire en reliant un plomb de l'une à l'aluminium de la suivante et ainsi de suite, de manière qu'il reste un plomb et un aluminium libre ; celui-ci est réuni au pôle +, celui-là au pôle -. Avec une résistance placée sur l'un des fils du secteur continu, on règle la valeur du courant qui ne doit pas dépasser 50 millampères.

Il ne faut pas que les électrodes touchent le dépôt de borate ; dès que le niveau inférieur des plaques métalliques est atteint par le borate, il y a lieu de refaire la soupape.

On se rend compte du bon fonctionnement des soupapes en les examinant dans l'obscurité ; si une lumière phosphorescente apparaît sur l'aluminium, tout marche normalement ; si au contraire on aperçoit un scintillement, il faut augmenter le nombre de redresseurs.

Il sera bon de verser par-dessus la dissolution de borate un peu de pétrole ou d'huile de vaseline pour la protéger contre l'action des gaz de l'air.

Au lieu de soupape à l'aluminium et au borate d'ammonium, on peut adopter les soupapes au tantale ou au titane, l'électrolyte étant l'acide sulfurique à 22 degrés Baumé, ou les soupapes à oxyde de cuivre.

La bobine de choc ou self d'arrêt peut avoir les dimensions qu'on a indiquées page 277 ; quant aux condensateurs, leur valeur peut varier de 2 à 10 microfarads ; les condensateurs du modèle téléphonique sont tout à fait aptes au rôle qui leur incombe, sinon il n'y a qu'à employer des condensateurs électrolytiques.

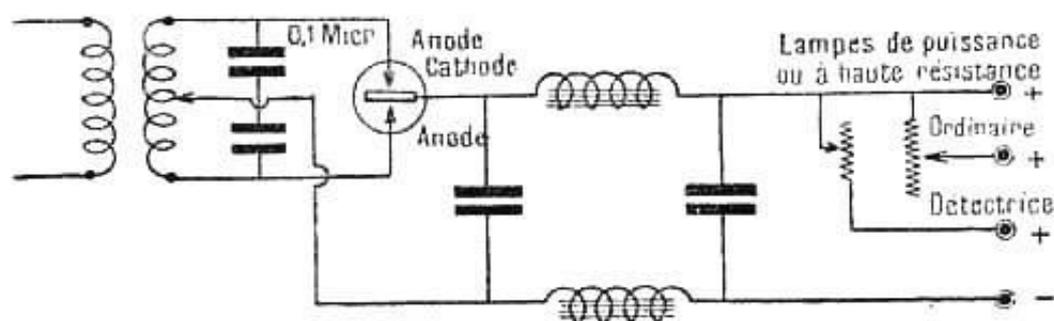


FIG. 323.

On peut prévoir d'ailleurs différentes tensions pour les différentes catégories de lampes employées : à forte résistance intérieure pour les amplificateurs à résistance, à faible résistance intérieure pour les amplificateurs de puissance, à résistance ordinaire pour les détectrices et l'amplificateur de haute fréquence. Il suffit de redresser une tension alternative de 400 volts au secondaire ; on obtient 200 volts redressés. Au moyen des

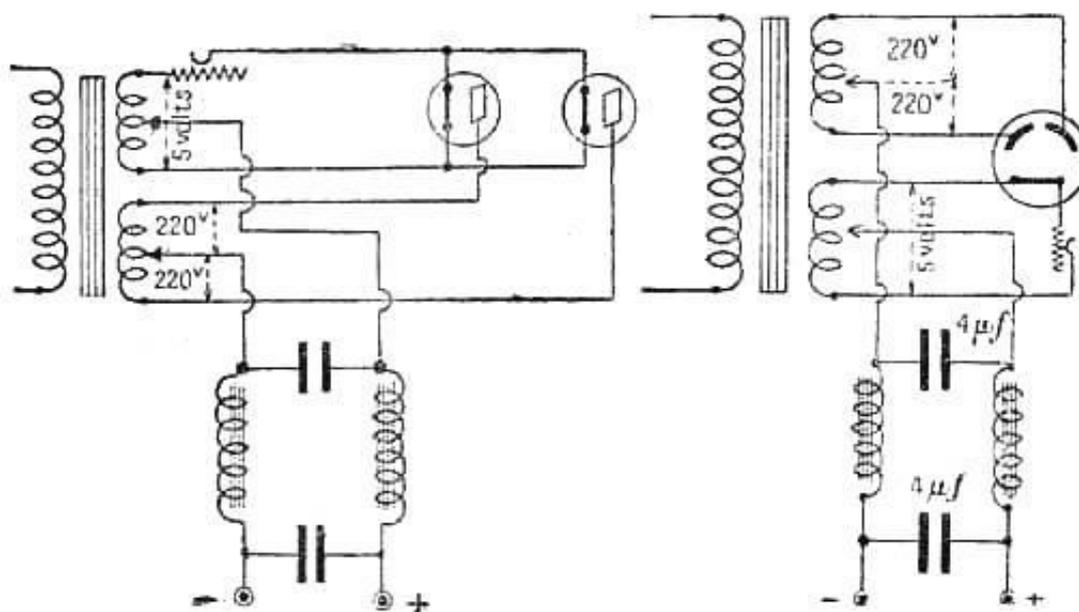


FIG. 324.

FIG. 325.

résistances R_1 , R_2 , variables de 1.000 à 100.000 ohms, capables de supporter des courants de l'ordre de 15 à 20 milliampères, on abaisse la tension à la valeur voulue. (Fig. 322.)

2° *Usage de la valve Raythéon.* — Le schéma adopté est celui de la figure 323 ; ici nous employons un transformateur à prise médiane pour éviter deux valves dont le prix est élevé ; mais nous prendrons 600 tours pour chaque moitié ; on peut obtenir ainsi 120 volts et 40 mA.

3° *Usage de kénotrons et des valves à gaz et à filament.* — Les kénotrons sont des tubes à vide sans grille ; toutes les maisons fabriquant des lampes de T. S. F. ont construit des kénotrons propres à fournir des tensions plaques.

Pour un courant de 50 milliampères, on peut employer le modèle Fotos-Ko, ou le kénotron 15 watts-Métal qui permet le redressement des deux alternances et donne un débit de 65 milliampères ; avec le Fotos-Ko, le redressement des deux alternances demande deux tubes.

Les caractéristiques de ces kénotrons sont les suivantes :

	Fotos.	Métal.
Chauffage	Voltage.....	4 à 4,5 v
	Intensité.....	2,5 A
Débit du courant redressé.....	5 à 30 mA	65
Tension maximum à appliquer à la plaque...	800 volts	220 v.

Avec les Fotos le montage est celui de la figure 324 et avec le type Métal, c'est celui de la figure 325. Avec les valves à filament et à gaz, le montage est identique à celui des kénotrons.

Les éléments sont ceux qui ont été déjà donnés soit pour le chauffage soit pour la tension plaque. Nous n'y reviendrons pas.

C. — ALIMENTATION TOTALE.

Quand on dispose d'un poste à lampes, il faut se préoccuper de la tension de chauffage et de la tension de plaque. Si l'on a des batteries de piles

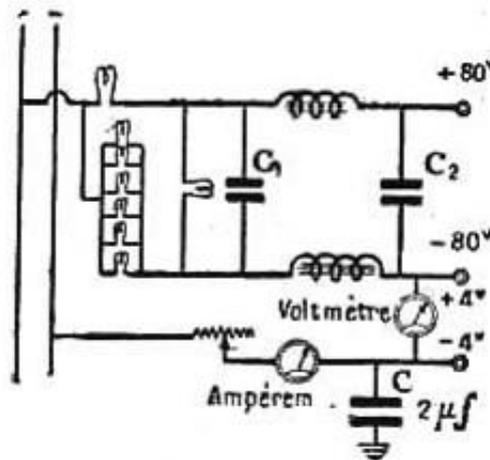


FIG. 326.

ou d'accumulateurs, on forme les sources qui correspondent à l'un et à l'autre usage, et on réunit le pôle + du chauffage au pôle — de la batterie de plaque et l'alimentation totale est constituée.

Quand on utilise le secteur continu à 110 volts, on adopte le schéma de la figure 326 qui est la combinaison des deux schémas d'alimentation étudiés séparément. Nous avons ajouté un condensateur C entre le — 4 et la terre. Le rôle de cet organe est d'empêcher la mise à la terre du secteur par celle du poste de T. S. F., quand le — 4 est relié à l'antenne ; dans ce but, l'aérien est amené non à la borne terre, mais au point T.

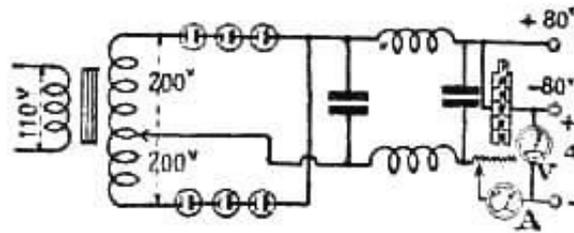


FIG. 327.

Avec le secteur continu à 220 volts, on emploie le même montage, mais on intercale avant les organes de la figure 326 une résistance qui sert à abaisser la tension. Avec un poste à 6 lampes à faible consommation, l'alimentation totale absorbe un courant de $6 \times 0,06 + 0,050 = 0,410$ ampère ; pour une chute de 110 volts, il faut une résistance égale à $\frac{110}{0,41} = 268$ ohms.

Au lieu de lampes, on a la faculté d'employer des résistances équivalentes ; au lieu de condensateurs téléphoniques, on peut installer des condensateurs électrolytiques.

Pour réaliser l'alimentation complète à partir du courant alternatif, on adopte les soupapes électrolytiques, ou les tubes à gaz ionisés, ou les kénotrons, ou les cellules à oxyde de cuivre.

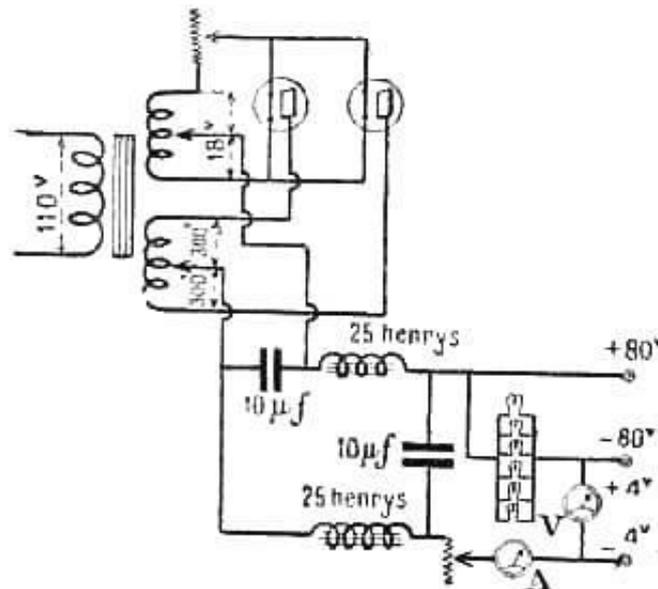


FIG. 328.

Les soupapes devront donner un courant total de 400 à 500 millampères ; la superficie de l'aluminium sera de 100 centimètres carrés et il faudra 12 soupapes avec un transformateur sans prise médiane ou 6 avec un organe dont le secondaire a une prise médiane. (Fig. 327.)

Avec des kénotrons, il faudra des types qui donnent un courant assez important en tant que débit ; on prendra 2 kénotrons n° 5 métal auxquels on applique une tension alternative de 300 volts et alors le schéma est celui de la figure 328.

Nous arrêterons ici ces indications sur l'alimentation des lampes. Le problème traité se rapporte spécialement à la réception. Nous verrons dans la prochaine section des exemples d'alimentation pour postes émetteurs à lampes.

Résumé. — Nous croyons utile de résumer ci-dessous les divers procédés d'alimentation que nous venons d'étudier.

	SOURCE D'ÉNERGIE COURANT CONTINU	SOURCE D'ÉNERGIE COURANT ALTERNATIF
CHAUFFAGE	1° Pile de grande capacité 4 volts. 2° Accumulateurs ; a) au plomb. b) alcalin. 3° Secteur 110 volts. 4° Secteur 220 volts.	1° Courant alternatif direct avec lampe spéciale. 2° Courant alternatif indirect avec lampe spéciale. 3° Courant alternatif redressé et filtré avec lampe ordinaire : a) par soupape électrolytique. b) par oxyde de cuivre, filtre 1/10 d'henry et 2.000 microfarads.
PLAQUE	1° Piles. 2° Accumulateurs. 3° Secteur 110 v. 4° Secteur 220 v. Dans le cas du secteur, il faut filtrer (avec 50 henrys et 2 condensateurs de 8 microfarads).	Courant alternatif redressé par : 1° Soupape électrolytique. 2° Par oxyde de cuivre. 3° Par valves à gaz rares. 4° Par kénotron. Ce courant doit être filtré (ordinairement avec 50 henrys et 2 condensateurs de 8 microfarads).

QUATRIÈME PARTIE

APPLICATIONS AUX POSTES ÉMETTEURS ET AUX POSTES RÉCEPTEURS

CHAPITRE PREMIER

Les postes émetteurs à lampes.

GÉNÉRALITÉS. — Nous avons vu que les postes émetteurs peuvent comprendre des ondes amorties, provenant des circuits à étincelles, et des ondes entretenues produites par des arcs, des alternateurs de haute fréquence avec ou sans multiplication de la fréquence ou par des lampes. Ce sont les installations de cette dernière catégorie, plus particulièrement accessibles aux amateurs, que nous étudierons spécialement ; les autres, en effet, ou sont réservées à des usages spéciaux, ou tendent à disparaître comme les arcs, ou demandent des mises de fonds considérables, comme les alternateurs. Nous pouvons donc les laisser de côté, pour nous occuper simplement des émetteurs à lampes qui ont pris un développement considérable.

Mais nous devons signaler que si la technique particulière des grandes installations de T. S. F. n'utilisant pas de lampes est arrivée à un haut degré de perfectionnement, il n'en est plus de même pour celle qui se rapporte aux tubes à vide. Quand il s'agit de puissances élevées, les règles suivies varient suivant les maisons de construction et sont souvent empiriques. Dans les puissances inférieures on est parvenu à des résultats corrects qu'on peut prévoir avec assez d'approximation.

PUISSANCE A DEMANDER A UNE LAMPE DITE DE FAIBLE PUISSANCE. — Quand on veut se livrer au plaisir de faire de l'émission, la première question à considérer est celle de la puissance à obtenir dans le circuit oscillant à plaque : c'est ce qu'on nomme généralement *puissance oscillante* ou *puis-*

sance utile et que nous désignerons par la notation P_u . On se préoccupe ensuite des pertes à admettre dans le circuit de plaque et dans celui de grille à cause des effets Joule. Désignons-les par P_p et P_g . La puissance totale P à demander à la lampe est égale à

$$P = P_u + P_p + P_g$$

et le rendement de l'opération est égal à

$$R = \frac{P_u}{P} = \frac{P_u}{P_u + P_p + P_g}$$

On obtient un rendement élevé en diminuant dans la mesure du possible P_p et P_g .

Or, nous avons vu que la puissance maximum qui peut circuler dans une lampe est égale au produit de la tension maximum continue appliquée à la plaque par le courant maximum qui la traverse. Si l'on désigne la première par V_{ps} et le second par I_{ps} , on a

$$P_{max} = V_{ps} \times I_{ps}.$$

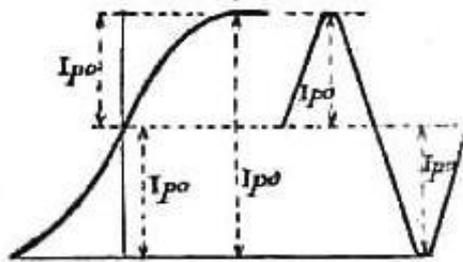


FIG. 329.

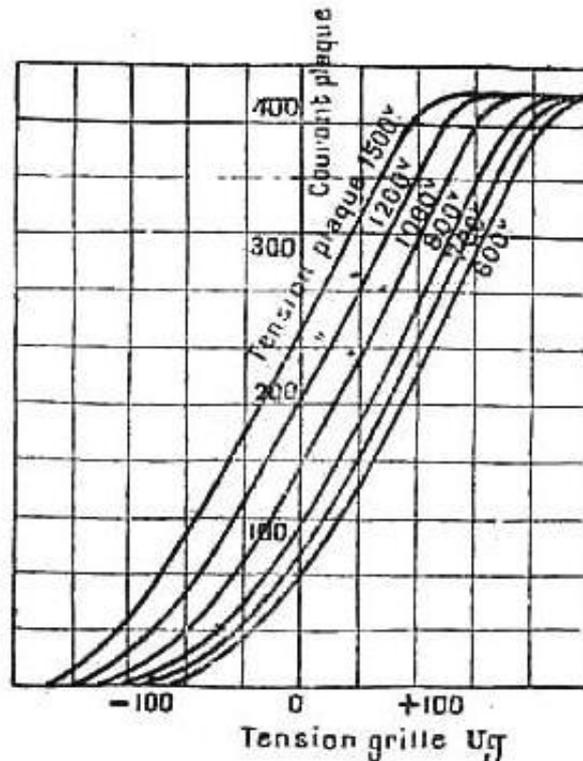


FIG. 330.

Ainsi, si la tension maximum que l'on peut appliquer à la plaque d'un tube à trois électrodes est égale à 1.500 volts et si, avec une tension grille appropriée, le courant maximum vaut 420 milliampères, la puissance maximum a pour mesure

$$P_{max} = 1.500 \times 0,420 = 630 \text{ watts.}$$

V_{ps} et I_{ps} sont appelés tension et courant de saturation respectivement. D'autre part, quand on applique à la plaque une tension V_{po} et qu'on obtient

Le courant I_{po} , la puissance oscillante maximum qu'on peut faire circuler dans le circuit oscillant est égale à $\frac{V_{po} \times I_{po}}{2}$. D'ailleurs, l'amplitude du courant alternatif autour de la valeur initiale I_{po} est au plus égale à I_{po} , ce qui conduit à cette conclusion que le maximum du courant continu initial pour le maximum de puissance ne doit pas excéder la moitié du courant de saturation. On peut s'en rendre compte d'une manière simple par la représentation graphique de la figure 329. La valeur maximum de la puissance oscillante qu'on peut tirer de la lampe est donc

$$P_{max} = \frac{V_{ps} \times I_{ps}}{4}$$

et, dans l'exemple particulier que nous avons choisi, on a

$$P_{u\ max} = \frac{630}{4} = 157,5 \text{ watts.}$$

La puissance demandée à la source est dans ce cas

$$P = V_{ps} \times \frac{I_{ps}}{2} = \frac{V_{ps} \times I_{ps}}{2}$$

Le rendement est

$$R = \frac{P_{u\ max}}{P} = \frac{1}{2} = 50 \text{ 0/0.}$$

Nous travaillons donc dans de mauvaises conditions : nous fatiguons notre tube qui consomme inutilement 157,5 watts et nous employons cette énergie à chauffer uniquement des organes. C'est une situation que l'amateur doit éviter au double point de vue de la durée de la lampe et des frais de fonctionnement.

Comment améliorer ces conditions ? On procède comme on le fait dans la technique électrique habituelle : on s'éloigne de la position de puissance maximum. On devra donc choisir une lampe capable de donner une puissance très élevée et on essaiera ensuite de la faire travailler à faible puissance. On réalise alors le double avantage d'une durée très longue du tube à vide et de frais d'exploitation moindres.

Les lampes bien construites sont caractérisées surtout par le rapport entre la puissance de saturation et la puissance dissipée en chaleur dans la plaque. La condition primordiale à observer est que la température n'atteigne pas une valeur correspondant à un dégagement de gaz ou de vapeurs métalliques qui puissent compromettre le fonctionnement. Si P_o est la puissance maximum que puisse dissiper la lampe sans danger, on a habituellement

$$V_{ps} \times I_{ps} = 12 P_o.$$

On fait ainsi $P_{u\ max}$ égale à P_o . Cherchons alors les conditions à réaliser pour un bon rendement, 0,8 par exemple ou 80 0/0. La puissance P à demander à la lampe est définie par

$$\frac{P_u}{P} = 0,8$$

d'où l'on tire $P = 1,25 P_u$. Comme cette dernière $P_u = \frac{V_{ps} \times I_{ps}}{12}$ on tire

$$P = \frac{V_{ps} \times I_{ps}}{12} \times 1,25 = V_{ps} \times I_{ps} \times 0,104$$

Si l'on applique à la lampe la tension de saturation, le courant initial ne sera égal qu'à $I_{ps} \times 0,104$.

Considérons alors la lampe dont les caractéristiques sont données figure 330 et qui correspond à l'exemple cité plus haut. La puissance utile à tirer sera

$$\frac{630}{12} = 52 \text{ watts.}$$

Avec un rendement de 0,8, la puissance à demander sera de 65 watts, ce qui correspond à un courant plaque initial de $0,420 \times 0,104 = 0,044$ ampère.

D'ailleurs, la résistance de l'espace plaqué filament calculée comme on l'indique page 000, ressort à 4.000 ohms. La perte par effet Joule dans l'intérieur est de $4.000 \times 0,044^2 = 5,75$ watts ; 7,26 watts seront consommés dans le reste du circuit.

Pour travailler dans ces conditions, la tension grille doit être fortement négative ; le réseau des caractéristiques montre que la valeur qu'il faut adopter est inférieure à -100 volts. Il n'existe alors aucun courant de grille, les pertes sont tout entières dans la plaque.

Ces considérations très approchées n'ont pas d'autre but que de guider l'amateur dans le choix des tubes d'émission pour lui éviter les pertes d'argent inutiles qu'entraînent des achats inconsidérés.

ÉTUDES D'UN CIRCUIT OSCILLANT : MONTAGE HARTLEY. — Considérons le montage de la figure 331 qui comprend un circuit dans la plaque et un dans la grille, mais la source de haute tension, ou pile de plaque, est en paral-

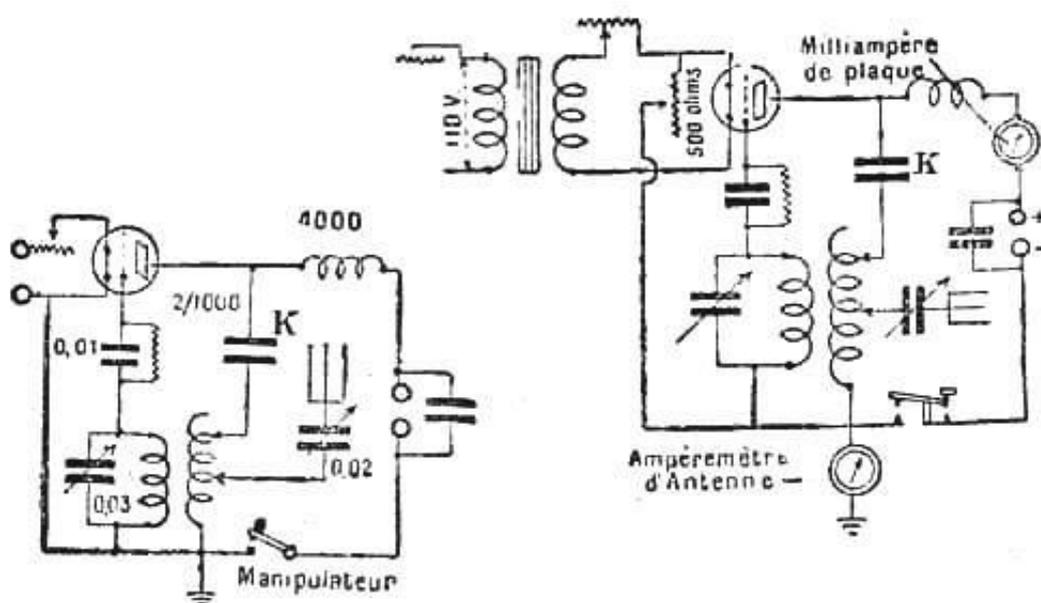


FIG. 331.

FIG. 332.

lèle et non en série avec le système oscillant de plaque. Cette disposition ne change rien au phénomène des oscillations qui se produisent et s'entretiennent grâce au couplage magnétique entre les selfs de grille et de plaque ainsi que nous l'avons démontré dans la deuxième partie de cette étude.

Au lieu d'un circuit oscillant fermé, nous avons employé dans la plaque un circuit oscillant ouvert que l'on constitue avec une antenne,

une self et un condensateur variable qui remplace celui de plaque. Mais, si nous nous contentons de cette transformation, le pôle + de la tension est à la terre à travers l'antenne et la plaque prend le potentiel zéro. Pour éviter cet inconvénient, on intercale un condensateur d'arrêt entre le pôle + B (1) et la self d'antenne. De plus, pour éviter que les oscillations de haute fréquence ne se dérivent à travers la source B, nous intercalons une self d'arrêt qui n'empêche pas l'alimentation en courant continu, mais qui forme pour les courants de haute fréquence un obstacle presque infranchissable. Nous obtenons ainsi le montage qui prend le nom de *montage Hartley*. La flèche indique que le couplage entre la self de grille et celle de plaque est variable et peut être porté à la valeur juste nécessaire pour l'entretien des oscillations.

Pour les courtes longueurs d'onde, la capacité K peut varier de 5/10000 à 1/100 de microfarad ; celle de 2/1000 peut être adoptée sans inconvénient, mais il est indispensable de prévoir le condensateur pour un fort isolement. Ordinairement, on considère une tension double de celle de la source B comme tension de sécurité. Quant à la bobine de choc, on adopte une valeur de 4.000 microhenrys, mais avec une grosseur de fil suffisante pour supporter le courant débité par la pile de plaque. Le fil de 0,9 mm isolé sous une double couche de soie sera employé avec avantage. En appliquant la formule de Nagaoka, on trouve facilement les éléments de la construction. Le fil de 0,9 mm de diamètre donne environ 10 tours par centimètre de longueur ; on obtient la self cherchée avec un enroulement sur un cylindre ayant 20 centimètres de diamètre et 16 centimètres de longueur.

On pourrait évidemment disposer la source B en série au lieu d'employer la disposition en parallèle ; mais alors la self de plaque et la self d'antenne sont portées à un potentiel très élevé et il peut être dangereux de toucher avec la main les contacts d'antenne et de manipulateur.

La période d'oscillation est fixée par le circuit oscillant de grille et nous avons vu que, pour travailler dans de bonnes conditions, il est nécessaire de donner à la grille un potentiel négatif ; malgré cette valeur négative, la grille peut devenir positive pendant les alternances positives, et alors il se produit, comme nous l'avons signalé, un courant grille filament. C'est grâce à ce courant qu'on peut vérifier que les oscillations se produisent ; il suffit d'intercaler un millampèremètre dans le circuit de grille. Mais on doit éviter que sa valeur soit trop forte et, par suite, qu'elle ne chauffe la grille. On met en série sur la grille une résistance de 5.000 à 20.000 ohms, shuntée par un condensateur de 1/1000 ; on diminue ainsi le potentiel moyen de grille de la chute de tension qui se produit dans cette résistance. Nous sommes ainsi arrivé à la forme définitive de notre poste.

Pour lui donner un rendement supérieur, il faut que le couplage entre la grille et la plaque soit réduit à la valeur minimum, de manière que le courant grille soit presque inappréciable ; les pertes par effet Joule se réduisent ainsi à celles du circuit de plaque et nous avons vu que le courant 44 milliampères donnait un rendement de 80 0/0.

La réalisation de ce schéma se fait facilement. Comme self de grille, on adopte 10 tours espacés de 1 centimètre en fil de 1 millimètre de diamètre enroulé en spirale ; le diamètre du cylindre sur lequel se fera l'enroulement aura 10 centimètres. Le fil sera nu de préférence. Le condensateur d'accord sera à air et sa valeur maximum atteindra 3 à 5 dix-millièmes de microfarad.

Comme grille de plaque, on prendra 30 tours de fil de 3 millimètres de diamètre, enroulés en hélice sur un cylindre de 20 centimètres de diamètre ; les fils seront espacés de 1 centimètre. On ménage deux prises variables, l'une pour la connexion de plaque, l'autre pour celle de l'antenne.

(1) B. Batterie modique ou de plaque.

La bobine de grille sera disposée pour tourner à l'intérieur de la première, de manière à faire varier le couplage dans les limites les plus larges.

La longueur d'onde étant déterminée par le circuit de grille, on fera varier le contact de l'antenne jusqu'à ce qu'on obtienne le courant maximum avec le couplage le plus lâche ; naturellement, pendant ces réglages, le débit de la source de plaque sera toujours de 44 milliampères.

Il faut remarquer que la tension plaque ne peut être abaissée au-dessous d'une valeur minimum — que l'expérience seule fait connaître — ; si on la dépassait, les oscillations cesseraient ; le courant de plaque croît d'ailleurs comme la tension de plaque.

La source de chauffage sera constituée par des accumulateurs ou par le secteur. Dans le premier cas, la capacité sera très grande pour que l'on n'ait pas à les changer trop souvent. Dans le deuxième cas, on adopte le mode d'assemblage de la figure 332.

La source de tension plaque peut être alternative, et alors on obtient

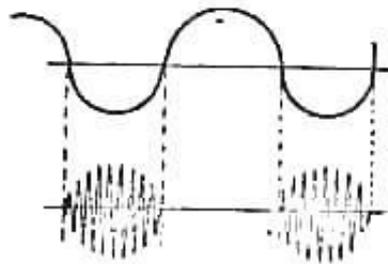


FIG. 333.

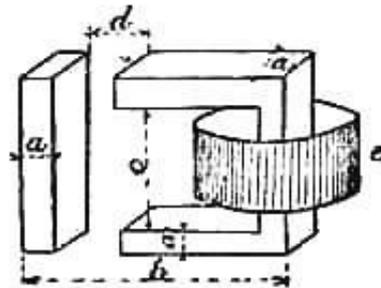


FIG. 335.

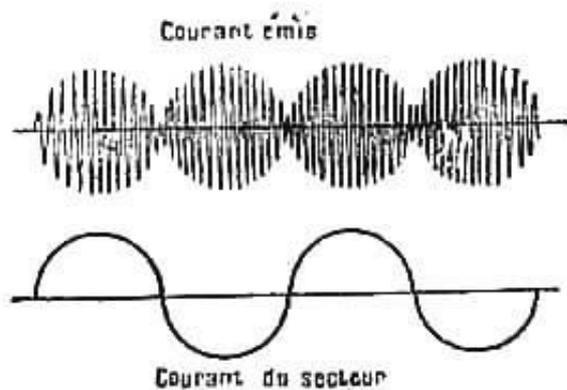


FIG. 334.

ce qu'on appelle une onde modulée dont l'allure est représentée par la figure 333, si l'on n'emploie que l'alternance positive, ou par la figure 334, si l'on emploie les deux alternances. Dans les deux cas, les ondes de haute fréquence étant découpées suivant une fréquence musicale, on pourra les recevoir sans l'intervention d'une hétérodyne.

Elle peut être aussi continue, et alors on redresse le courant alternatif au moyen de soupapes électrolytiques, de kénolrons, etc. On a soin d'élever la tension du secteur au double de celle qu'on veut obtenir à l'état continu et on ajuste sa valeur avec un rhéostat de 1.000 à 2.000 ohms. *Il faut prendre bien garde, quand on a affaire à des tensions élevées, à l'isolement des circuits ; la moindre imprudence peut causer des accidents graves, sinon mortels.* Aussi, pour éviter toute malencontre, qu'un amateur inexpéri-

menté peut commettre sans le savoir, il vaut mieux s'adresser à un constructeur en spécifiant bien la tension du réseau, la fréquence et la puissance totale que doit fournir le transformateur. Celle-ci sera largement calculée. Le schéma général de l'installation de redressement est celui de la figure 327.

Quant aux selfs de choc, le courant étant assez important, on adoptera les dimensions suivantes pour le cas de la figure 335.

INTENSITÉ	DIMENSIONS DU FIL	DIMENSIONS DU NOYAU EN MILLIMÈTRES					NOMBRE DE TOURS
		a	b	c	d	e	
0,10	Fil émaillé de : 2/10 de mm	25	100	30	2,5	25	11.000
0,25	3/10 —	50	150	30	2,5	25	5.000

Pour la construction du poste, nous recommandons d'adopter, non une boîte où l'on concentrerait tous les organes, mais le montage sur table. On fera les connections en fil rigide de 3 millimètres de diamètre.

Nous ne dirons rien des réglages à effectuer. Le lecteur qui a suivi attentivement les indications données les fera très facilement.

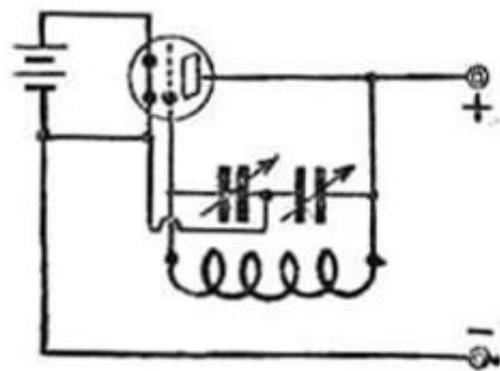


FIG. 336.

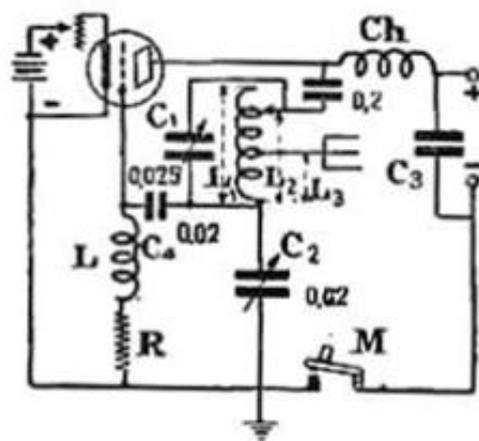


FIG. 337.

MONTAGE COLPITT. — Au lieu du montage Hartley, qui est d'une constance remarquable et d'un intérêt pratique considérable, on peut adopter le montage Colpitt qui dérive du montage à self unique donné figure 336, et qui, avec l'introduction d'une antenne, se modifie et donne celui de la figure 337. *Ch* est la bobine de choc protégeant la source de haute tension ; *K* est le condensateur qui empêche la mise à la terre du pôle + de la batterie d'alimentation ; *C₁* est le circuit d'accord du circuit oscillant, *C₂* est celui de l'antenne.

L' et *K* donnent à la grille une tension négative ; *C₃* favorise le passage des courants de haute fréquence qui ont pu dépasser *Ch* ; *C₁* transmet à la grille les oscillations de haute fréquence du circuit *C₁*, *L₁*. *L* est identique à celle du montage Hartley, *R* = 5 à 20.000 ohms, *L'* = 3.000 microhenrys.

Les autres éléments relatifs à l'alimentation sont identiques à ceux qu'on a décrits plus haut.

MONTAGE INDUCTIF. — Le montage inductif dérive du dispositif théorique de la figure 158. Le circuit C L s R peut se représenter par l'antenne, et alors on a la figure 338. L_1 et R sont les valeurs déjà indiquées précédemment, L_2 et L_4 sont enroulées suivant le même cylindre, mais séparées par un espace de 4 centimètres ; les spires, au nombre de 20 et en fil 9/10 pour

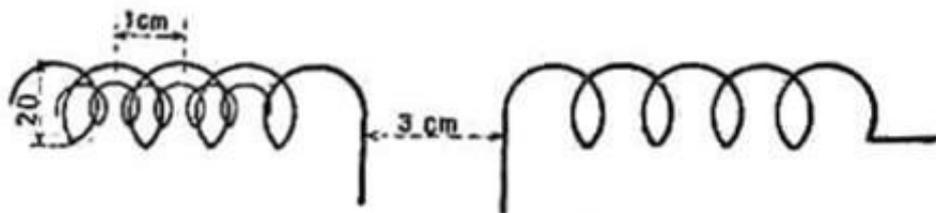


FIG. 340.

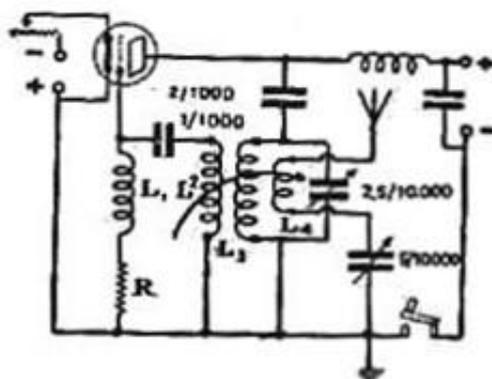


FIG. 338.

L_2 , de 30/10 pour L_4 , devront s'espacer de 1 centimètre. Quant à L_1 , 20 spires en fil de 9/10 de millimètre sous double couche de coton seront enroulées sur un cylindre qui pourra glisser à l'intérieur de L_2 - L_4 . Les dimensions géométriques de ces selfs sont indiquées figure 340.

Toutes ces indications se rapportent à la gamme d'ondes 100-200 mètres, la puissance à transférer à l'antenne étant de l'ordre de 50 watts. La détermination des valeurs a été faite d'après les procédés indiqués dans les chapitres précédents.

MONTAGE A LAMPE PILOTE. — Au lieu d'employer une lampe de puissance élevée comme génératrice de courants à haute fréquence, on a la faculté d'employer un tube générateur à faible puissance ; les oscillations sont ensuite amplifiées avec une lampe à plus forte puissance. En général, on peut adopter le rapport de 1 à 20 entre les puissances demandées aux deux tubes. La première a reçu, en France, le nom de lampe pilote, la deuxième, celui de lampe amplificatrice. En Angleterre, on l'appelle *Master oscillator*. Le schéma d'une telle installation est montré figure 339 ; il existe évidemment d'autres dispositions, mais elles ne diffèrent pas en principe de celle-ci.

On a :

$$C_1 = C_2 = 2/10000, C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C_7 = 2/1000.$$

$$Ch_1 = Ch_2 = 4.000 \text{ microhenrys.}$$

$$L_1 = L'_1 = 4.000 \text{ microhenrys.}$$

$L_2 = L'_2 = 20$ spires en fil de 15/10 nu, écartées de 1 centimètre et enroulées sur un cylindre de 20 centimètres de diamètre.

$$R = R' = 5 \text{ à } 20.000 \text{ ohms.}$$

La période d'oscillation est donnée par L_2, C_1 , qu'on règle avec le condensateur C_1 .

Remarque I. — Si l'on ne désire pas employer une seule lampe, parce qu'on trouve qu'elle coûte trop cher, on a la faculté d'en employer en paral-

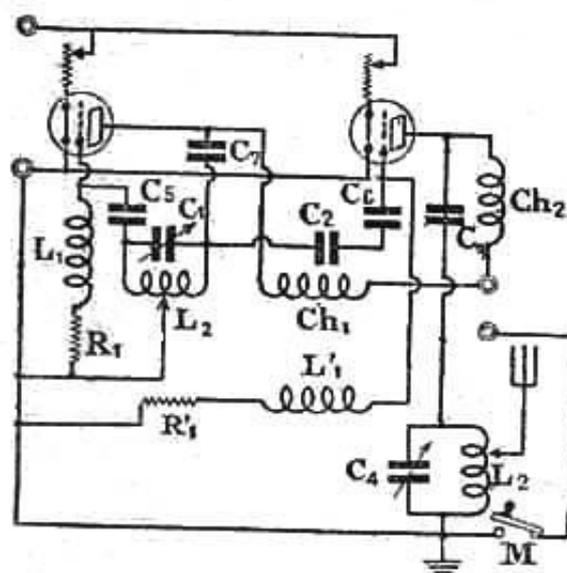


FIG. 339.

lèle de plus faibles, 2, 3, 4 par exemple, mais il ne faut pas croire que la puissance totale est égale à la somme des puissances de chaque lampe : il y a des pertes qu'on ne peut éviter dans les fils de jonction.

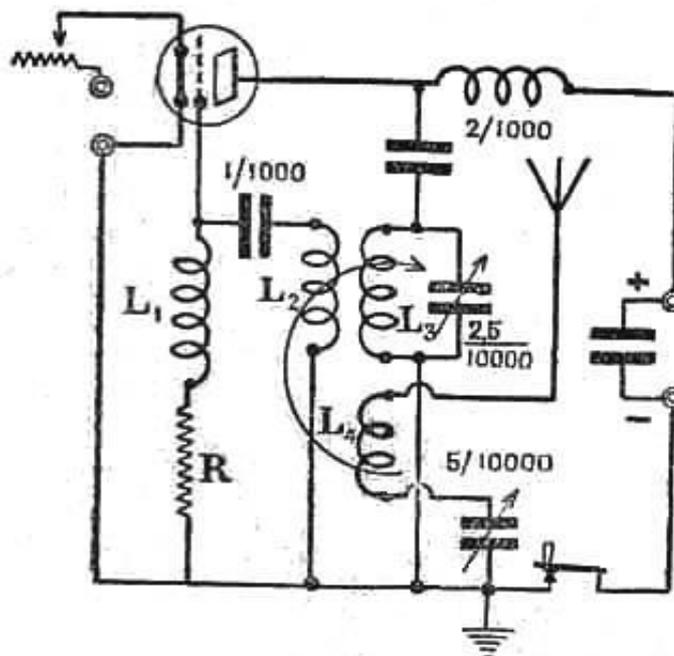


FIG. 341.

Remarque II. — Nous avons donné les montages relatifs aux transmissions téléphoniques ; les grandeurs des éléments d'accord ont les mêmes valeurs que celles données plus haut pour la même gamme de longueurs d'onde.

Remarque III. — La Conférence de Washington, tenue en 1927, a accordé aux amateurs des gammes d'ondes dans la gamme des fréquences très élevées ; en voici la liste :

KILOCYCLES	MÈTRES	
1.715- 2.000	175-150	{ Services fixes Amateurs
3.500- 4.000	85-75	{ Services fixes Amateurs
7.000- 7.300	42,8-41	Amateurs
14.000-14.400	21,4-20,8	Amateurs
28.000-30.000	10,7-10	Amateurs
56.000-60.000	5,35-5	Amateurs

Il faut donc que l'on puisse construire des postes à ondes très courtes. Nous recommandons un montage Colpitt. On a, au circuit oscillant constitué par la self L , le condensateur variable C_1 , la capacité grille plaque égale à $(K + 1) C_{gp}$, C_{gp} étant la capacité grille plaque à l'état statique, le condensateur fixe C_a . La self a 15 spires en cuivre de 5 millimètres de diamètre sur un cylindre de 12 centimètres. Le condensateur variable de grille a 2,5/10000 et celui de plaque est fixe et vaut 2/10000. Tous les deux doivent être isolés pour le double au moins de la tension plaque, soit 4.000 volts. La bobine de choc aura 4.000 microhenrys, comme nous l'avons déjà indiqué plus haut.

La self d'antenne variera suivant la longueur d'onde de la self ; en général, 1 ou 2 ou 3 spires seront suffisantes si on leur donne le diamètre de 12 centimètres.

Nous arrêterons là les indications relatives à l'émission.



CHAPITRE II

La construction des postes récepteurs.

Nous allons mettre en œuvre les connaissances acquises jusqu'ici pour apprendre à construire un poste rationnellement ; il ne saurait être évidemment question de passer en revue tous les montages qui se peuvent imaginer, mais on étudiera une dizaine d'entre eux, les plus typiques et les plus employés. Nos lecteurs pourront ensuite envisager eux-mêmes les modifications qu'il y aurait lieu d'apporter pour réaliser le récepteur de leur choix. Nous commencerons par les plus simples, et les considérations qui s'appliqueront aux suivants ne seront pas répétées.

§ 1. — LE RÉCEPTEUR A GALÈNE.

Le montage le plus sélectif est celui que nous représentons dans la figure 342 ; on accorde C_1, L_1 sur l'onde à recevoir ; on manœuvre C_1 pour

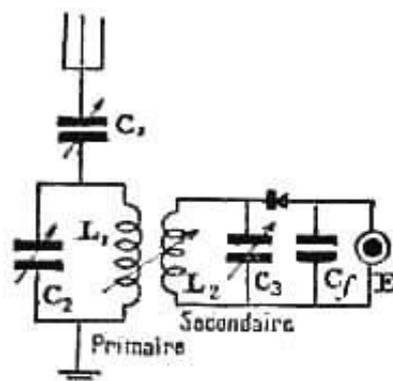


FIG. 342.

éliminer une émission voisine gênante ; on manœuvre ensuite C_1 pour établir la résonance avec le circuit C_1, L_1 et on fait varier le couplage entre L_1 et L_2 , de manière à obtenir l'audition maximum dans l'écouteur E

Si nous traçons, en effet, la courbe des impédances des circuits C_1, L_1 et C_2, L_2 , nous obtenons les diagrammes de la figure dans laquelle la courbe A représente la résistance apparente de C_2, L_2 et B celle de C_1 . La courbe D donne la variation de la résistance de l'ensemble. On voit que la résistance apparente est nulle lorsque C_1, L_1 est accordé sur la fréquence f et infinie

quand $C_1 L_1$ l'est sur la fréquence f , ce qui justifie la règle d'accord donnée plus haut.

Le courant dans le circuit primaire sera maximum quand la résistance du détecteur sera égale à celle de l'antenne divisée par le carré du coefficient de couplage

$$Rd = \frac{Ra}{K^2}$$

et alors l'énergie prise à l'antenne est maximum

$$w = \frac{C^2}{8Ra}$$

et celle qui est absorbée par le détecteur se trouve égale à celle de l'antenne. Il s'agit donc de trouver un couplage assez favorable pour que la résistance de la galène soit égale à la valeur fixée plus haut. Ce couplage se détermine évidemment par l'audition au casque.

L'antenne aura en général 10 mètres de hauteur ; au-dessous, la f. e. m. induite par le champ électrique est trop faible ; au-dessus, on augmente la d. d. p., mais on augmente la force des parasites. On sait qu'on appelle ainsi des oscillations de haute fréquence qui se produisent dans l'atmosphère sous des causes diverses ; ces oscillations engendrent dans l'antenne des f. e. m. de même fréquence qui se superposent aux signaux captés, les brouillent et les rendent inintelligibles.

Nous nous en tiendrons donc à cette hauteur de 10 mètres.

Au sommet, nous plaçons une capacité terminale qui augmentera la valeur de la hauteur effective de l'antenne. Nous la constituons le plus simplement possible par deux fils de 40 mètres de longueur écartés de 1 mètre ; notre descente sera en T, afin de lui donner le moins d'effet directif possible, puisque nous devons recevoir aussi bien dans toutes les directions.

Le fil à adopter sera peu résistant aux courants de haute fréquence ; nous prendrons le diamètre de 3 millimètres et nous constituerons le conducteur avec des fils de 1/10 de millimètre. Par ce moyen, nous avons obtenu le résultat désiré.

Notre prise de terre sera aussi courte que possible et peu résistante. Si nous pouvons employer du ruban de cuivre de 25 millimètres de largeur et de 1 millimètre d'épaisseur, 1 mètre sera suffisant ; sinon, nous nous procurerons du fil torsadé de 3 millimètres et nous tournerons ensemble trois brins de 1 mètre.

La terre elle-même, nous la formerons avec du grillage, ainsi qu'il a été déjà expliqué.

Par-dessus tout, nous veillerons au bon isolement de nos conducteurs extérieurs qui ne devront toucher ni les branches d'arbres, ni les toits ou les gouttières, ni les murs, ni aucun corps en communication avec le sol. Le moindre contact affaiblit la réception et, s'il se produit d'une manière intermittente, on entend des bruits dans le téléphone à chaque touche de l'objet par le fil.

Nous insistons sur ces points parce que la majeure partie des défauts d'un poste récepteur provient d'une mauvaise installation de l'antenne.

Voyons maintenant les valeurs à adopter pour les organes d'accord.

Le condensateur C_1 est en série avec la capacité de l'antenne ; celle-ci, qui vaut environ 3/10000 de microfarad, donne, quelle que soit la valeur de C_1 , une capacité maximum résultante de 2,3 dix-millièmes et une capacité minimum résultante de 1,4 cent-millième environ. Une self de 1.250 microhenrys permettra l'accord entre 250 et 1.000 mètres, une de 5.000 donne

la gamme de 500 à 2.000, une de 10.000, de 700 à 2.900. Nous pourrions les constituer avec des nids d'abeilles. Mais ces valeurs ne sont pas courantes ; nous leur substituons une self de 150, une de 300 et une de 400 spires, du type Audio, qui donnent respectivement 1.089, 4.839 et 16.000 microhenrys, valeurs assez approchées et qui permettent de couvrir la gamme 230-3.000 mètres.

Au secondaire, la capacité est de 5/10000 ; il faut des nids plus nombreux : 50, 75, 100, 200 et 300 spires.

La capacité C_2 sera égale à 5/10000 ou à 1/1000 indifféremment.

La capacité fixe C_f sera égale à 2/1000, qui correspond aux caractéristiques habituelles des écouteurs téléphoniques français.

Elle serait plus avantageusement remplacée par une capacité variable qui permettrait d'ajuster sa valeur aux différents écouteurs dont on est susceptible de se servir.

Les écouteurs devraient avoir une résistance égale à celle du détecteur ; on se contente, en général, d'une résistance de 2.000 ohms en courant continu, la résistance en courants alternatifs téléphoniques atteignant 10.000 ohms.

L'assemblage des organes d'accord peut se faire sur table et les résultats qu'on obtiendrait ne pourraient être qu'excellents. Mais il faut craindre les poussières qui encrassent les contacts et augmentent les résistances, les accidents qui rompent les fils. On doit donc de préférence employer une boîte en bois très sec, ou en bois durci qui est une agglomération de sciure de bois et qui possède des qualités isolantes de premier ordre. On peut la vernir à la gomme laque, ou mieux avec des vernis isolants (verniss d'imprégnation, de garnissage et de couverture appliqués successivement au pinceau). Le plateau antérieur ou de devant sera en ébonite ou mieux en ambroïne, mélange de résine et d'amiante à forte pression.

Les connexions se feront à l'intérieur sous fil rigide de 2 millimètres de diamètre, ou même de préférence en fil carré de 2 millimètres de côté ; les contacts sont ainsi plus larges et, par conséquent, moins imparfaits.

La réception sur galène ne se fait avec succès que pour des postes voisins ou puissants. Quand l'installation du système d'écoute est rationnellement effectuée, on peut compter recevoir des émissions dont la distance est égale à autant de fois 20 à 40 kilomètres que la station émettrice absorbe de kilowatts.

Ainsi, la Tour Eiffel, qui compte 12 kilowatts à l'alimentation, peut être entendue entre 240 et 480 kilomètres ; Radio-Paris, qui en a trois, sera entendu à des distances variant de 60 à 120 kilomètres ; Langenberg, qui en a 25, entre 500 et 1.000 kilomètres ; alors que les P. T. T., qui ont 0,5 kilowatt, seront écoutés entre 10 et 20 kilomètres.

Ces indications ne sont évidemment qu'approchées puisque nous avons vu que la portée dépend de la quantité $\frac{h I}{\lambda}$, h étant la hauteur de l'antenne, I l'intensité à la base, et λ la longueur d'onde ; elles résultent seulement de l'expérience journalière.

Il est évident que des circonstances exceptionnelles peuvent augmenter ces portées dans une mesure impossible à déterminer. Mais il ne faut guère y compter.

Lorsque les distances auxquelles on veut écouter des postes sont plus élevées, il faut recourir à l'amplification. Celle-ci peut se faire sans lampes ou avec lampes. Le premier procédé est très limité ; le deuxième au contraire se prête à toutes les combinaisons.

§ 2. — L'AMPLIFICATION SANS LAMPE.

A. — *Emploi de la zincite.*

Certains contacts entre cristal et métal, tels que zincite-acier ou zincite-charbon, peuvent engendrer des courants alternatifs de toutes fréquences, et l'ingénieur russe, M. Lossev, a pu les employer comme amplificateurs.

La zincite est un oxyde de zinc naturel ; quand on appuie sur elle une pointe d'acier, un courant passe si l'on a soin de mettre aux bornes du contact une f. e. m. E suffisamment élevée ; dès que le courant s'établit, et tant qu'il ne dépasse pas 4 milliampères, le contact se comporte comme une résistance négative ; ce qui veut dire que le courant croît quand la tension diminue et il décroît quand elle augmente. C'est le même phénomène que nous avons rencontré dans l'étude de l'arc.

Si donc on applique aux bornes de l'ensemble zincite-acier une force électromotrice alternative, venant se superposer à la tension continue existant déjà, le potentiel aux bornes variera entre des valeurs

$$E - e \text{ et } E + e.$$

E étant la force électromotrice continue et e la f. e. m. alternative, et l'on obtiendra des courants plus intenses.

La figure 343 donne le schéma théorique du dispositif à employer. Tout ce qui est à gauche de la ligne AB constitue le poste à galène étudié dans le paragraphe précédent ; ce qui est à droite forme le système amplificateur à zincite.

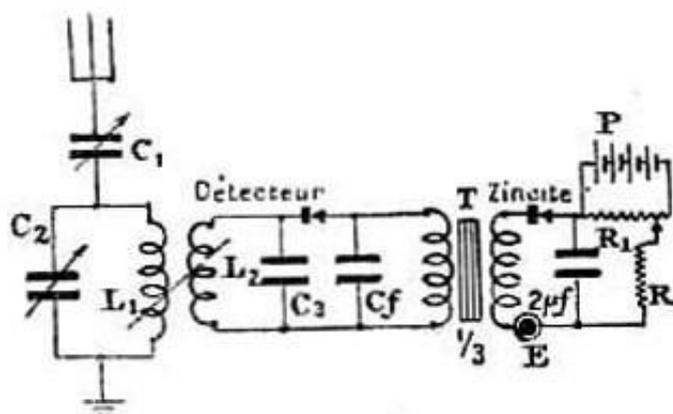


FIG. 343.

La pile P peut avoir 40 volts, le potentiomètre R_1 , 400 à 1.500 ohms. Le contact zincite-acier est à soigner ; suivant les indications de M. Lossev, il faut le placer sur un support S entouré de feutre ; le pôle $+$ aboutit à la zincite, le pôle $-$ à l'acier.

Le téléphone E est un téléphone ordinaire des réseaux téléphoniques ; sa résistance ne dépasse pas, par conséquent, la valeur de 150 ohms, ce qui, pour deux écouteurs, donne un maximum de 300 ohms. On règle le contact de R sur R_1 , de manière que le courant ne dépasse pas 4 milliampères.

Le transformateur de basse fréquence a un rapport 3.

Avec un tel appareil, on entend à Paris les émissions de la région parisienne en petit haut-parleur ou en très fort casque. On ne peut faire du haut-parleur fort car la caractéristique n'étant pas rectiligne, il y aurait une très grande déformation.

B. — Emplois d'un relai téléphonique électrodynamique.

Le relai téléphonique dont il s'agit consiste à faire agir l'écouteur sur la membrane microphonique d'un microphone. Ce système qu'on avait essayé d'employer en téléphonie ordinaire avait un réglage difficile et un rendement faible. Il a été proposé pour la T. S. F., où il n'a donné que des mécomptes. Nous n'en parlerons pas.

§ 3. — AMPLIFICATION PAR LAMPES.

Procédés généraux.

L'amplification se fait soit avant, soit après la détection, en haute ou en basse fréquence, mais les procédés employés sont les mêmes dans les deux cas. Ils se réduisent à deux types, d'après le système de liaisons entre étages :

- A. — Couplage par résistance et capacité
- B. — Couplage par transformateur.

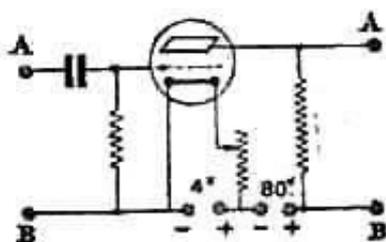


FIG. 344.

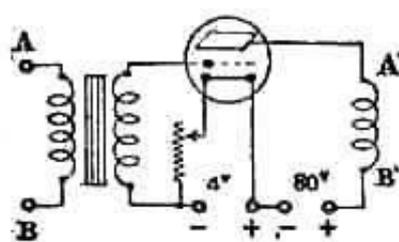


FIG. 345.

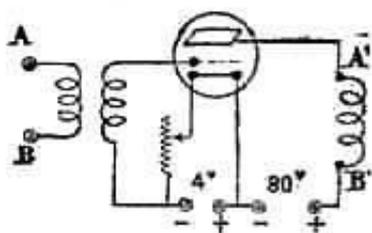


FIG. 346

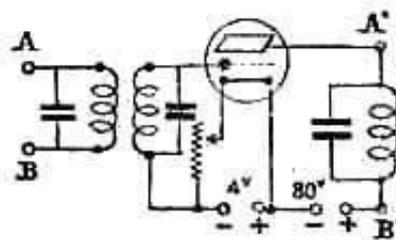


FIG. 347

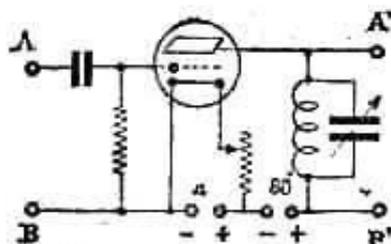


FIG. 348.

Au premier type se rattache le procédé par résonance ; le second comprend non seulement les transformateurs proprement dits employés en haute ou en basse fréquence, mais aussi les transformateurs à primaire accordé, à secondaire accordé, ou à primaire et à secondaire accordés.

On a donc, en définitive, divisés en deux groupes principaux cinq procédés de couplage employés entre les différents étages d'amplification :

- A. 1^{er} groupe { a) Amplification par lampes couplées au moyen de résistances et de capacités.
b) Amplification par étages de résonance avec couplage au moyen de capacités.
- B. 2^e groupe { c) Amplification avec couplage par transformateur.
d) Amplification avec couplage par transformateur accordé (primaire ou secondaire, ou les deux à la fois).
e) Amplification avec couplage par transformateur en basse fréquence.

Le 1^{er} s'applique à la haute comme à la basse fréquences ; les 2^e, 3^e et 4^e s'appliquent généralement à la haute fréquence uniquement ; le dernier à la basse fréquence.

Les figures 344, 345, 346, 347, 348 donnent la représentation d'un étage de chaque procédé avec les amorces des liaisons avec l'étage précédent et l'étage suivant ; la liaison faite à droite de AB se répète à droite de A'B'. Nous avons déjà étudié des ensembles à trois étages dans chacun des systèmes d'amplification et nous n'y reviendrons pas ici ; mais nous tenons à signaler qu'on peut combiner entre eux les divers procédés : un étage à résonance peut être suivi d'un étage à résistance et précédé d'un étage à transformateur, ou inversement, quand il s'agit de la haute fréquence ; en basse fréquence, nous avons la faculté de faire suivre un étage à résistance par un étage à transformateur, et réciproquement.

On utilise largement ces combinaisons pour empêcher l'amorçage des oscillations dans les organes de liaison par résonance ou par transformateur.

En dehors des étages amplificateurs, on obtient un renforcement considérable de la réception en faisant usage de la réaction électrique ou magnétique qui peut se produire soit avant, soit après la détection.

Nous allons faire application de ces procédés à divers montages classiques en indiquant les perfectionnements qu'il serait possible d'y apporter.

§ 4. — RÉCEPTEURS A UNE LAMPE.

Un tube à vide peut servir comme amplificateur en haute fréquence, ou en basse fréquence, ou en haute et basse fréquences simultanément ; enfin, on a la faculté de l'employer comme détecteur à réaction.

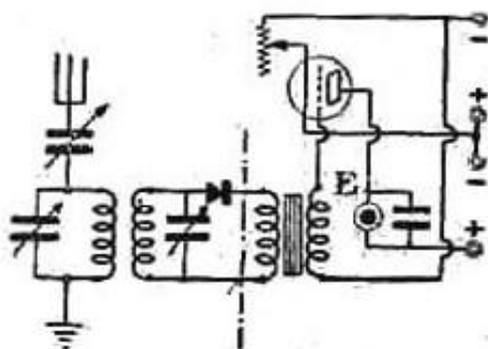


FIG. 349.

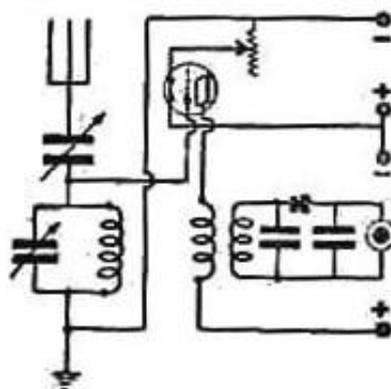


FIG. 350.

La figure 350 montre une lampe amplificatrice en haute fréquence avec la détection par galène ; on voit que ce récepteur diffère du poste à galène en ce que le circuit d'accord primaire et le circuit secondaire sont séparés par la lampe amplificatrice.

Dans une lampe amplificatrice montée en basse fréquence, la liaison avec le circuit de détection se fait généralement au moyen d'un transformateur, ainsi que le montre la figure 349.

Quand la lampe est utilisée à la fois comme amplificatrice en haute et en basse fréquence, le montage est plus compliqué, on peut le voir dans la figure 351. On voit que les tensions correspondantes aux courants détectés sont communiquées au secondaire d'un transformateur basse fréquence qui les transmet à la grille.

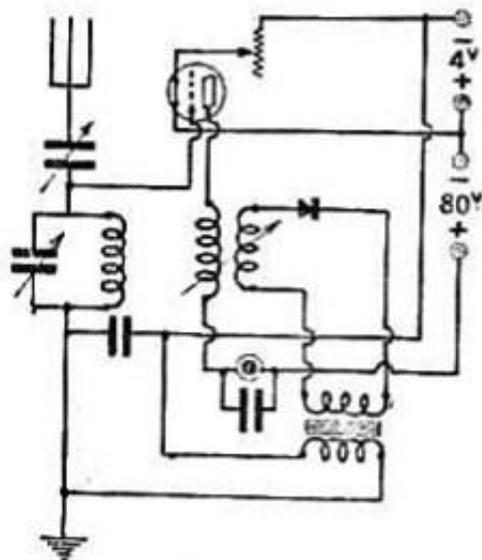


FIG. 351.

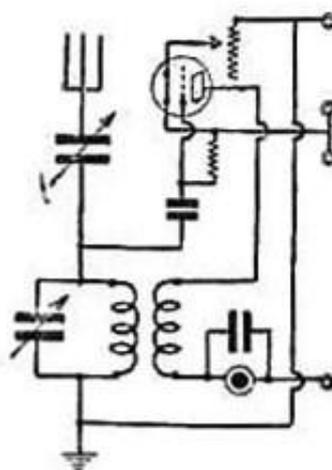


FIG. 352.

La lampe amplifie donc deux courants alternatifs de fréquences très différentes, sans que ces courants se mélangent ; c'est un montage très remarquable au point de vue théorique, mais le réglage et la mise au point sont très longs et très délicats.

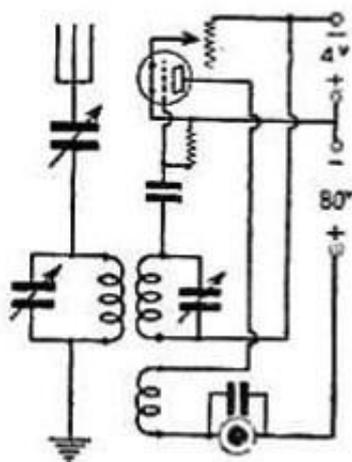


FIG. 353.

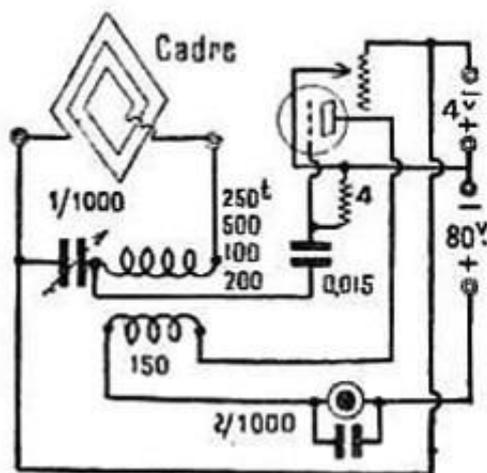


FIG. 354.

Le schéma de la détectrice à réaction est représenté par la figure 352 où n'existe qu'un circuit d'accord, ou mieux celui de la figure 353 qui comprend deux circuits de résonance et constitue, par suite, un montage plus sélectif. C'est celui que nous allons étudier.

L'élément que nous rencontrons en plus est la réaction dont la valeur peut être assez large ; une bobine de 100 spires en nid d'abeilles peut suffire dans tous les cas.

Le condensateur de détection a pour valeur 1,5/10000 de microfarad et la résistance de détection 4 mégohms. Les écouteurs devront avoir une résistance de 4.000 ohms et le condensateur qui les shunte 2/1000 de microfarad. Il est préférable d'adopter un condensateur variable de cette valeur ; on a la possibilité de l'ajuster convenablement pour le maximum de son.

La batterie de chauffage aura au moins 10 ampères-heures et 4 volts ; celle de plaque pourra varier de 40 à 80 volts ; la capacité pourra s'élever à 1 ampère-heure.

Comme lampe, on utilise un type à faible consommation, spécial pour la détection.

Ce poste permet une forte réception au casque dans un rayon trois à quatre fois plus grand que la simple galène, avec la même antenne extérieure. A la place de l'antenne on peut employer un cadre (*Fig. 354*).

Comme cadre on adopte celui que nous avons calculé page 000 et qui comprend un double enroulement plat de 15 spires en fil de 1 millimètre sous soie et écarté de 10 millimètres. L'épaisseur du support étant de 1 centimètre, on a pu calculer simplement la self de cet organe qui permet de recevoir, avec des selfs de 50, 100, 200 spires au cadre et 150 à la réaction, tous les postes du broadcasting européen depuis 300 jusqu'à 3.000 mètres, en disposant les deux enroulements en parallèle ou en série.

§ 5. — RÉCEPTEUR A DEUX LAMPES.

Avec deux lampes, les combinaisons de montage que l'on peut effectuer sont nombreuses ; on peut les employer toutes deux en haute fréquence ou toutes deux en basse fréquence, l'une en haute et l'autre en basse, ou enfin les adapter pour un montage réflexe, la liaison entre les lampes se faisant d'ailleurs par l'un des procédés exposés.

Nous décrivons spécialement les récepteurs qui utilisent une haute fréquence, la détection par galène et une basse fréquence. (*Fig. 355*).

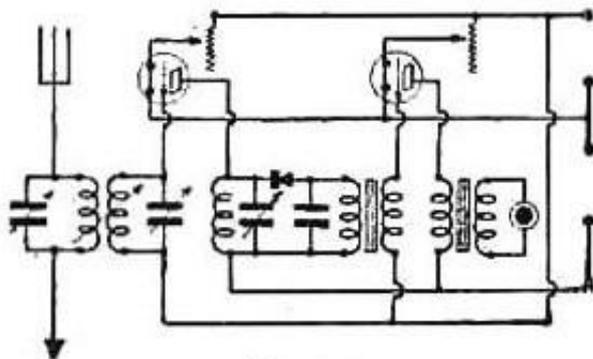


FIG. 355.

NOTE : La grille de la deuxième lampe est à polariser négativement.

Le circuit primaire d'antenne est celui que nous avons employé dans les montages à galène : nous n'y reviendrons pas. Il en sera de même pour le circuit de grille. Le circuit de plaque comprend un circuit d'accord dont la self couplée avec celle de grille permet d'utiliser le phénomène de réaction ; le détecteur en dérivation aux bornes de la self est suivi d'un condensateur dont la valeur habituelle est de 2/1000 de microfarad ; il ne faut pas se

croire obligé d'adopter cette valeur ; elle dépend des caractéristiques du primaire du transformateur basse fréquence et un condensateur variable serait plus adéquat qu'une capacité fixe. On pourrait ainsi l'adapter à tous les transformateurs.

On pourrait même se dispenser d'en prévoir un ; la capacité répartie des enroulements primaires suffirait en effet pour permettre l'écoulement des courants de haute fréquence qui subsistent après la détection ; l'emploi d'un condensateur de 2/1000 entraîne souvent une diminution de la force de réception et une déformation.

Le transformateur n'aura pas un rapport supérieur à 3. Enfin, nous prévoyons un transformateur de sortie pour éviter la détérioration du téléphone, dont les enroulements ne sont pas parcourus par le courant constant.

Les autres éléments sont les mêmes que ceux qui ont été déjà étudiés, sauf pour la batterie de chauffage qui aura 15 à 20 ampères-heures.

§ 6. — RÉCEPTEUR A TROIS LAMPES.

Quand on dispose de trois lampes, les combinaisons que l'on peut effectuer sont excessivement nombreuses :

- 1° 3 hautes fréquences avec détection par galène ;
- 2° 2 hautes fréquences avec détection par la troisième lampe ;
- 3° 1 détectrice et 2 basses ;
- 4° 1 haute fréquence, 1 détectrice et 1 basse ;
- 5° 1 haute fréquence et 2 basses avec détection par galène ;

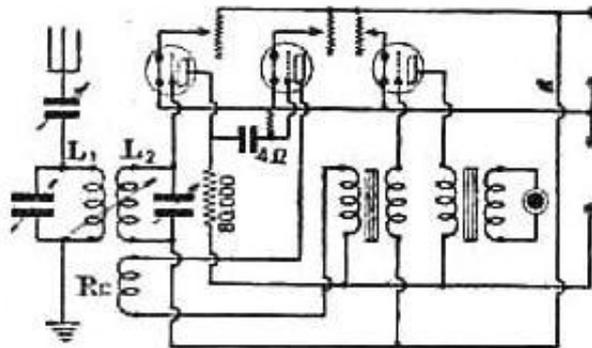


FIG. 357.

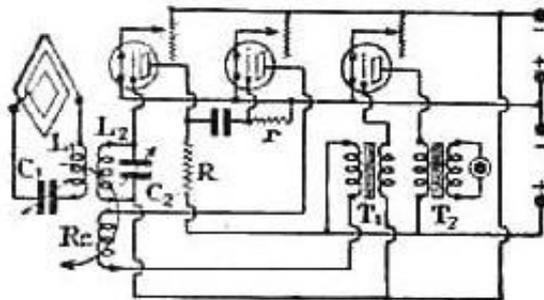


FIG. 356.

NOTA : La grille de la troisième lampe est à polariser négativement.

6° 3 basses fréquences avec détection par galène.

Le couplage, dans ces diverses combinaisons, peut se faire suivant l'un des procédés énoncés plus haut ; enfin, on peut adapter des dispositifs réflexes.

Nous décrirons spécialement le type 4^a, qui comprend une haute fréquence, une détectrice et une basse, et dont le schéma théorique est donné par les figures 356 et 357.

Les circuits d'accord d'antenne et de grille sont ceux déjà étudiés à propos du poste à galène.

La résistance de plaque avec une lampe ordinaire sera de 80.000 ohms ; à part la self de réaction, ce qui suit la détectrice est identique au poste précédent.

La self de réaction doit varier suivant la valeur de la self d'accord L_1 ; si L_1 est inférieure à 150 spires, on peut prendre $R_e = 150$ spires ; si L_1 est égale ou supérieure à 150 spires, on prend $R_e = 100$ spires.

Les lampes à utiliser sont celles qui consomment 0,06 ampère ; avec trois lampes, la consommation horaire sera de 0,18 ampère ; avec un service de 4 heures par jour, l'énergie journalière dépensée correspondra à 0,72 ampère-heure, et l'énergie mensuelle à $0,72 \times 30 = 21,6$ ampères-heures. Si notre batterie doit durer un mois avec un rendement de 75 0/0, nous

devrons adopter une capacité de $21,6 \times \frac{100}{75} = 29$ ampères-heures environ, ou, en chiffres ronds, 30 ampères-heures.

On peut évidemment substituer un cadre de réception identique à celui que nous avons étudié, et alors le schéma théorique devient celui de la figure 357 dans laquelle

$$L_1 = 35, 50, 75, 100 \text{ ou } 150 \text{ spires}$$

selon la longueur d'onde

$$L_2 = 50, 75, 100, 150, 200, 300, 400.$$

La réaction R_e aura deux valeurs seulement, 100 et 150 spires : 150 pour $L_2 > 100$ et 100 spires pour $L_2 \leq 150$ spires, comme il est expliqué plus haut.

§ 7. — POSTES A QUATRE LAMPES.

Le poste à quatre lampes est le plus répandu sous la forme dite C-119, qui comprend une lampe de haute fréquence, une détectrice et deux basses

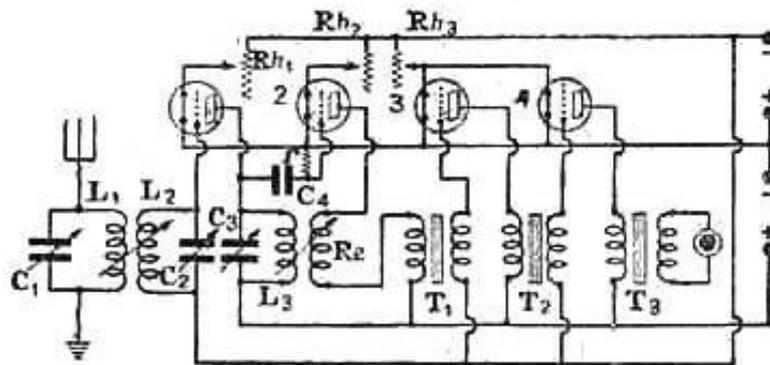


FIG. 358.

NOTA : Les grilles des lampes de basse fréquence sont à polariser négativement.

fréquences ; il manque un peu de sélectivité et nous allons le modifier pour lui donner cette qualité.

Le schéma théorique est donné par la figure 358. Comme on le voit, entre le circuit d'antenne et la lampe amplificatrice de haute fréquence,

nous leur substituerons des résistances, sauf pour la dernière qui sera une lampe de puissance. Notre schéma complet est donné par la figure 359.

La première lampe du schéma est identique à celle du montage précédent, les autres sont des lampes à résistance intérieure très élevée pour permettre la liaison par résistance et capacité.

Les types de lampes à recommander sont les RT 63 dont les caractéristiques sont les suivantes :

Chauffage	Tension.....	3,2 à 3,8 volts
	Intensité.....	0,07 ampère.
Tension plaque		80 à 160 volts.
Coefficient d'amplification.....		50.
Résistance de plaque		150.000 ohms.

Elles occuperont les numéros 2, 3 et 4 ; la dernière sera du type RT 56. On prendra comme résistance de plaque 450.000 ohms et comme résistance de grille 10 mégohms. La résistance de grille de la dernière sera toutefois égale à 4 mégohms.

Enfin, les grilles des deux dernières lampes basses fréquences seront polarisées négativement au moyen d'un potentiomètre de 500 ohms et d'une pile de 10 volts, dont le pôle positif sera réuni au — 4 de la batterie de chauffage.

Les condensateurs de liaison diffèrent suivant qu'il s'agit de détection ou de basse fréquence. Les premiers ont 1,5 à 2/10.000 de microfarad ; les seconds seront 40 à 50 fois plus grands et égaux à 8/1.000 de microfarad.

La batterie de plaque est un peu forte ; à cause de la grande valeur de la résistance de plaque, on est obligé d'appliquer à l'anode des tensions plus élevées que d'habitude : 160 volts deviennent indispensables avec les types décrits ci-dessus. Il en est à peu près de même pour la dernière basse fréquence qui demande au chauffage 0,1 ampère sous 3,4 à 3,8 volts, et une tension anodique de 120 volts.

Avec un poste de cette nature, on a une amplification totale du signal qui atteint 1.000.000, c'est-à-dire que le signal capté par l'antenne et filtré par les deux premiers circuits oscillants est amplifié environ de 1.000.000 de fois. Il permet donc d'atteindre des portées considérables.

D'autre part, la détection après un étage de résonance permet la réception de toutes les ondes, même celles de l'ordre de 300 mètres.

§ 9. — RÉCEPTEUR A SIX LAMPES.

Dès qu'on atteint six lampes, il est préférable d'opérer un changement de fréquence ; les deux types connus sont le superhétérodyne et le radio-modulateur. Le premier peut se faire soit avec des lampes monogrilles, soit avec des lampes bigrilles ; le second demande une bigrille pour le changement de fréquence.

La figure 360 donne le schéma d'un superhétérodyne.

L'onde de moyenne fréquence étant celle de 6.000 mètres, le circuit C, L, L', sera accordé sur une onde λ différente de l'onde reçue λ_0 et telle que la condition

$$\frac{\lambda \lambda_0}{\lambda_0 - \lambda} = 6.000$$

Si donc λ_0 varie entre 250 et 3.000 mètres, λ est telle que

$$\frac{\lambda \times 250}{250 - \lambda} = 6.000$$

et

$$\frac{\lambda \times 3.000}{3.000 - \lambda} = 6.000,$$

ce qui donne, pour λ , les valeurs extrêmes : 240 et 2.000 mètres.

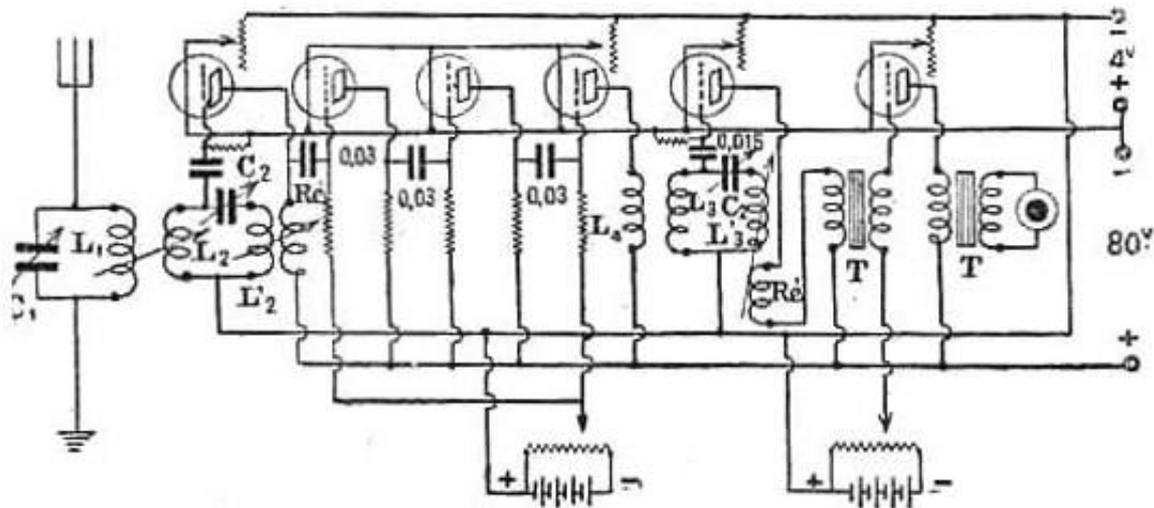


FIG. 360.

Ainsi, le circuit d'accord $C_2 L_2 L'_2$ devra pouvoir s'accorder entre 240 et 2.000 mètres et $C_1 L_1$ entre 250 et 3.000 mètres.

On voit, d'autre part, que le circuit $C_3 L_3 L'_3$, au lieu d'être accordé sur l'onde de 6.000 mètres, devra l'être sur l'onde de 6.122 mètres. L'onde résultante est supérieure à 300.000 mètres ; elle donne des fréquences de l'ordre acoustique et après détection on entendra les sons.

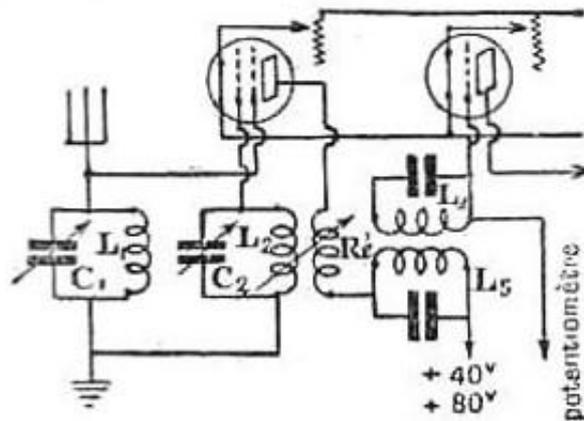


FIG. 361.

Sur le schéma, nous avons représenté en deux parties les selfs des circuits $C_2 L_2 L'_2$ et $C_3 L_3 L'_3$ pour la facilité du dessin et pour montrer d'une manière plus claire l'effet de réaction des bobines Re et Re' ; mais il est évident qu'on peut les réunir en une seule et faire agir Re ou Re' sur la self d'ensemble. On a pour L_2 et L_3 35, 50, 75, 100, 150, 200 spires ; pour L_1 ,

300 et 400 spires ; pour L_1 , L_2 , 600 spires ; pour R_e , 150 tours, et R_e' , 500 tours. $C_1 = C_2 = 5/10.000 = C_3$.

Afin d'avoir une forte amplification, il serait bon, comme dans le poste à cinq lampes que nous avons décrit, d'employer, au lieu de lampes ordinaires, des lampes à forte résistance intérieure, et à coefficient d'amplification élevée ; cela oblige à adopter des tensions plaques élevées, 120 à 160 volts ; des résistances de plaque élevées, 450.000 à 600.000 ohms, et des résistances de grille très fortes, 10 à 15 mégohms.

La dernière lampe sera une lampe dite de puissance. On polarisera aussi bien les étages de moyenne que les étages de basse fréquence, et le transformateur de basse fréquence aura un rapport non supérieur à 2.

Le deuxième type est dit radiomodulateur : le changement de fréquence se fait au moyen d'une lampe bigrille, comme le montre la figure 361 ; la liaison avec la première lampe moyenne fréquence se fait au moyen d'un transformateur HF, mais ensuite le dispositif précédent peut être adopté.

Les valeurs des éléments d'accord dans les circuits C_1 , L_1 , C_2 , L_2 , et R_e , sont les mêmes que plus haut ; il en est de même pour les valeurs de L_3 , L_4 et R_e' . Quant à L_2 et L_4 , ils peuvent avoir 500 spires.

En dehors de ces deux genres d'appareils, construits en série par de nombreuses maisons de commerce, il existe des combinaisons récentes qui permettent d'effectuer le changement de fréquence : ce sont le tropadyne et le strobodyne.

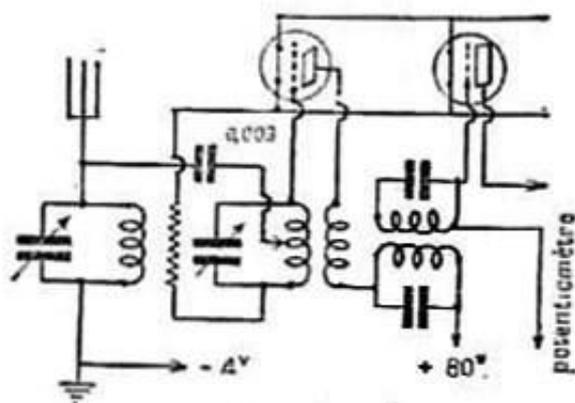


FIG. 362.

Le tropadyne est caractérisé par la liaison entre le circuit d'accord primaire et la première lampe ; au lieu d'un couplage par induction entre le primaire et le circuit générateur d'oscillations locales, il y a un couplage direct ou par capacité ; le reste est identique avec le superhétérodyne. (Fig. 362.)

Le strobodyne diffère également par la liaison entre le circuit d'antenne et le circuit local. (Fig. 363.) Mais le reste est identique au superhétérodyne, au radiomodulateur ; le condensateur spécial C_p aura une très faible capacité (3 lames suffisent) et la self L_1 présentera une prise médiane.

Remarque 1. — Nous avons indiqué dans les schémas une antenne comme organe collecteur d'énergie ; le champ obtenu ainsi est assez considérable et l'amplification qu'apporte le changement de fréquence est énorme ; il pourrait y avoir quelques inconvénients à obtenir une intensité trop forte ; aussi est-il plus convenable d'adopter un cadre analogue à celui que nous avons calculé

Remarque II. — Dans tous les appareils que nous avons décrits, les lampes bigrilles peuvent jouer le même rôle que les monogrilles ; le montage est analogue, mais au lieu de couplage par résistance et capacité, on a un couplage par transformateur moyenne et basse fréquence ; les transformateurs MF seront composés de bobinages en nids d'abeilles de 600 tours au primaire et 1.800 au secondaire ; pour la basse fréquence, on adopte les valeurs habituelles. La grille extérieure est seule utilisée pour ces couplages et c'est dans son circuit que sont placés les secondaires des transformateurs de couplage. Quant à la grille intérieure, elle est simplement reliée par un potentiomètre à la tension plaque qui peut tomber entre 20 et 40 volts.

Remarque III. — La puissance des lampes utilisées est limitée en fait par deux causes : par suite de la charge spaciale existant entre le filament et la plaque, on ne peut augmenter la pente de la caractéristique relative au courant plaque. Les remèdes à ce défaut, cherchés dans une augmentation de la résistance intérieure et du coefficient d'amplification, n'ont pas donné de résultats merveilleux. C'est alors que Schottky a construit les lampes à trois grilles. (*Fig. 364.*)

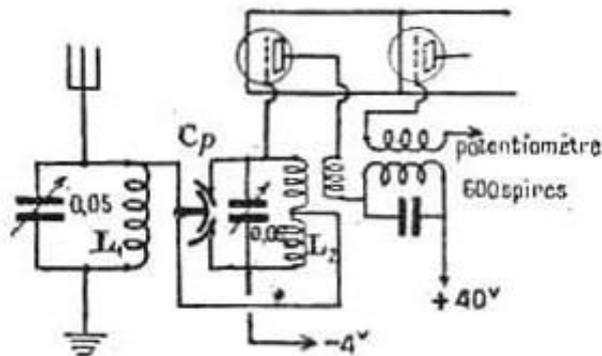


FIG. 363.

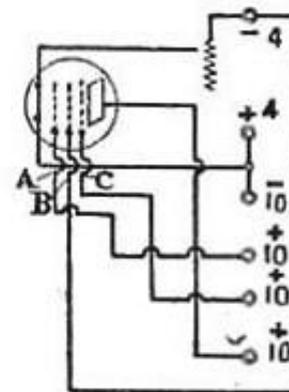


FIG. 364.

La grille A a une tension variant de 10 à 20 volts par rapport au filament ; elle sert à disperser la charge spaciale ; la grille normale B a la tension du -4 de la batterie de chauffage ; la grille C protège la plaque et a une tension d'environ 10 à 20 volts.

Depuis, les lampes trigrilles se sont surtout développées en Allemagne et en Tchécoslovaquie. La maison Cynos en fabrique en France et M. Chauvière, ingénieur, a pu construire un poste à changement de fréquence très sélectif, mais en changeant la polarité de la grille C. M. Barthelemy a de même construit un appareil dénommé Trisodyne, C'est un organe appelé à un grand développement.

§ 10. — MONTAGES SPÉCIAUX.

Reinartz, Flewelling, Cockaday, Armstrong, Superréaction, Double réactor.

A côté des montages que nous venons d'étudier et dont l'allure est en quelque sorte classique, des amateurs et des techniciens ont réalisé d'autres montages qui se distinguent par quelque particularité :

MONTAGE A SUPERREACTION. — Le montage que nous décrivons est un montage à une lampe. (Fig. 367.) Le circuit $C_1 L_1$ est accordé sur l'onde à recevoir ; R_1 est une self à réaction ordinaire.

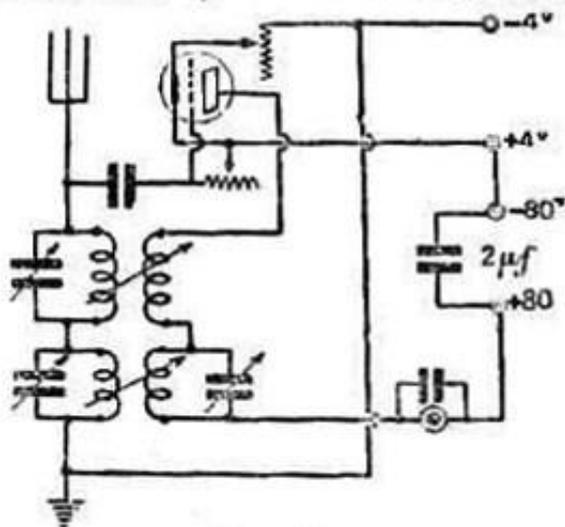


FIG. 367.

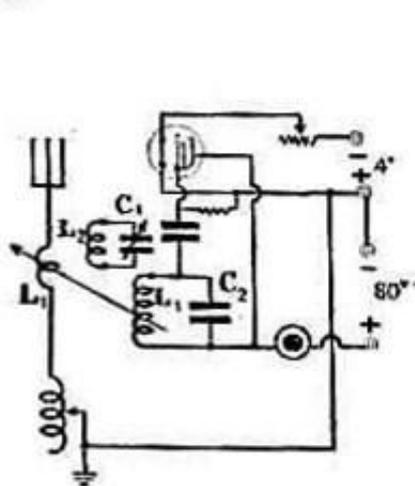


FIG. 368.

$C_1 L_1$ et $C_2 L_2$ se trouvent accordés sur une onde audible ; $L_1 = L_2 = 1.500$ spires ; $C_1 = C_2 = 2$ à $3/1.000$ de microfarad.

A la place du téléphone, on peut mettre un transformateur de basse fréquence.

RÉCEPTEUR A DOUBLE RÉACTION. — On le réalise avec une lampe à grille. Le schéma théorique est donné figure 369.

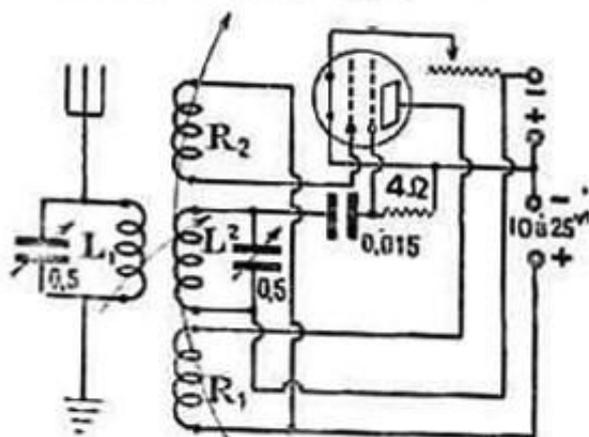


FIG. 369.

$$L_1 = L_2 = 50, 75, 100, 150, 200, 300 \text{ spires.}$$

$$R_1 = R_2 = 150 \text{ et } 100 \text{ spires.}$$

RÉCEPTEUR ALIMENTÉ EN ALTERNATIF SYSTÈME FERRIX. (Fig. 370.) — Les Établissements Ferrix ont construit un poste dont les lampes sont, pour le chauffage, alimentées directement en alternatifs sous la tension de 4 volts qu'on obtient au moyen d'un transformateur abaisseur de tension, et dont le point milieu du secondaire est réuni au -80 de la tension plaque. Un rhéostat de 200 ohms, intercalé sur l'une des branches du circuit d'alimentation, permet de régler la tension au mieux. Les lampes sont toutefois d'un modèle spécial à gros filament et dénommées micro-secteur.

La détection se fait par galène et la tension de grille est maintenue constamment négative au moyen d'une pile de 4 volts constituée par des petits éléments pour lampe de poche.

Les selfs L et L' seront des nids d'abeilles variables suivant la longueur d'onde ; la self L , pourra varier aussi suivant la longueur d'onde ; nous avons

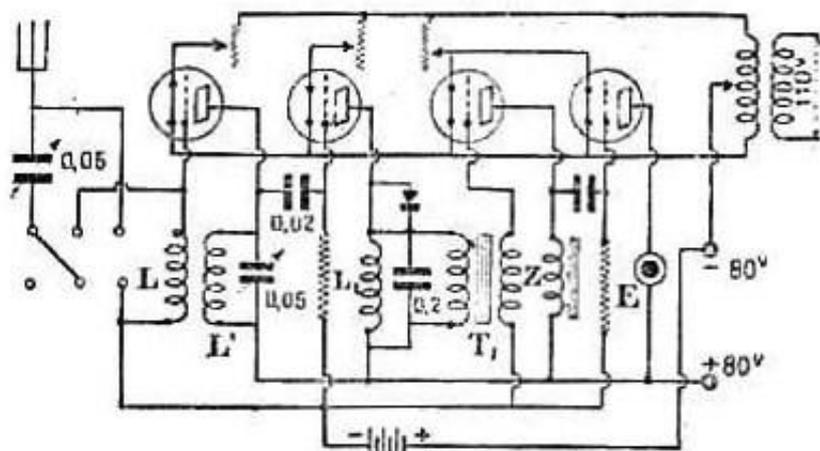


FIG. 370.

indiqué les principes de sa détermination dans la deuxième partie. Le transformateur T_1 est indiqué comme ayant un rapport 5 ; enfin, l'impédance 2 est à fer.

La tension plaque est obtenue par redressement du courant alternatif au moyen de l'un des dispositifs étudiés précédemment.

En somme, à part le chauffage, tout est comme dans l'alimentation par courant continu.

RÉCEPTEUR SYSTÈME PÉRIGAUD A COURANT ALTERNATIF — Le schéma est représenté par la figure 371.

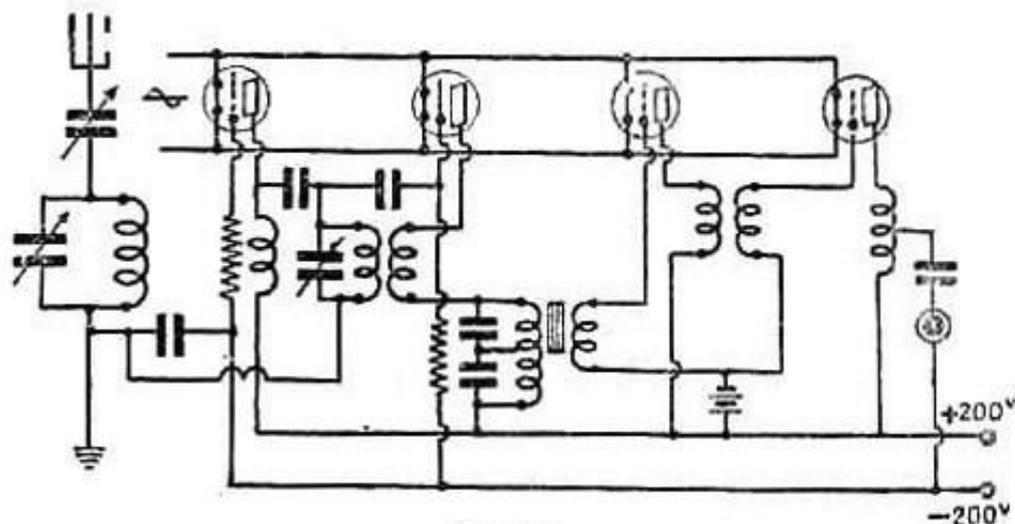


FIG. 371.

Le circuit LC s'accorde sur l'onde à recevoir, ainsi que C , L : les lampes I_1 et I_2 sont montées en détectrice, les condensateurs de détection étant égaux à $5/100,000$ et la résistance égale à $4 - 2$. La self λ vaut 1,5 henry. Les courants détectés par la première lampe, inférieurs à ceux détectés par la deuxième lampe, agissent simultanément avec ceux de la deuxième

sur le primaire du transfo T, et produisent dans le secondaire un effet égal à la différence des effets puisqu'ils sont en opposition. La réception des signaux haute fréquence est ainsi peu atténuée ; par contre, les courants BF sont annulés.

§ 11. — FILTRES EN HAUTE FRÉQUENCE.

Par l'expression filtres, on entend généralement une combinaison de selfs et de capacités qui laissent passer une fréquence mieux que d'autres.

Appliqué à la haute fréquence, un filtre a pour but d'éliminer toutes les émissions, sauf celles que l'on veut recevoir, et de protéger l'audition contre les décharges atmosphériques.

Les filtres les plus simples sont constitués par une capacité et une self accouplée à l'antennè et on accorde cette combinaison sur l'onde à éliminer ; la protection ne s'exerce que sur une seule onde, toutes les autres passent.

Une disposition meilleure consiste à placer dans un amplificateur de haute ou de moyenne fréquence des ensembles en dérivation sur les organes de liaison, ensemble dont l'impédance est déterminée par l'onde à recevoir. La figure 372 donne le schéma d'un filtre adapté à un changement de fréquence.

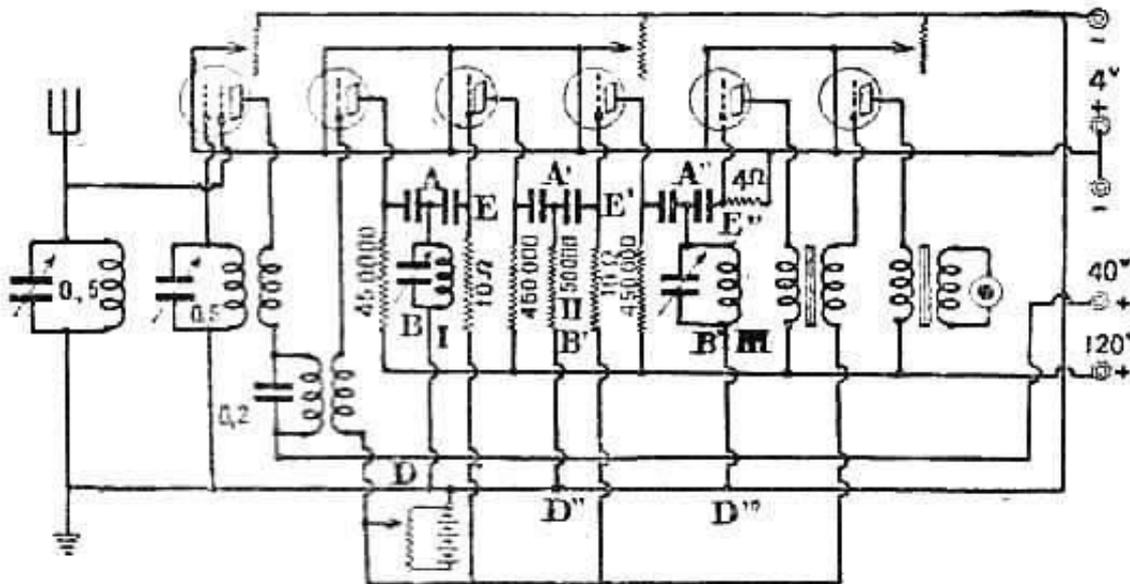


FIG. 372.

La partie nouvelle est indiquée sur le schéma par les indications I, II et III.

Le circuit oscillant I est réglé sur l'onde de moyenne fréquence choisie ; les oscillations étrangères à celles qu'on veut capter, et qui ont franchi les deux premières lampes, rencontrent en A deux chemins ; l'un constitué par le circuit ABD, et l'autre par le condensateur AE ; le chemin AD est moins résistant que le chemin E, elles sont donc court-circuitées et s'écoulent de A vers D. Au contraire, les oscillations que l'on veut recevoir rencontrent en AD un chemin de résistance infinie et en AE un chemin plus facile. Il y a donc concordance d'effets.

Le même résultat est obtenu avec le circuit III

S'il n'y avait que des ondes entretenues à éliminer, ces deux organes seraient suffisants ; mais il existe aussi des émissions amorties et des décharges atmosphériques qui agissent par choc et provoquent dans les circuits des oscillations libres de durée d'autant plus longue que ces circuits sont plus syntonisés et moins amortis. L'adoption des circuits des formes I et III complique la situation au lieu de l'améliorer au point de vue des ondes de cette nature. Il faut donc les dériver à travers un circuit très amorti, ce qu'on fait au moyen du chemin A D' constitué par une résistance de 50.000 ohms.

§ 12. — RÉCEPTION DES ONDES COURTES.

AÉRIEN. — Le collecteur d'onde est une antenne non accordée. On intercale entre l'aérien et la terre une self ayant 4 à 20 tours de fil de 1 millimètre isolé sous soie et enroulé sur un cylindre de 10 centimètres.

Comme terre, on emploie un contrepoids, si l'on ne peut avoir une bonne prise. La hauteur de l'antenne est indifférente.

SYSTÈME D'ACCORD. — L'antenne non accordée est accouplée magnétiquement avec un circuit d'accord CL qui est branché dans le circuit de grille d'une lampe amplificatrice, servant à la fois de détectrice à réaction. (Fig. 373.)

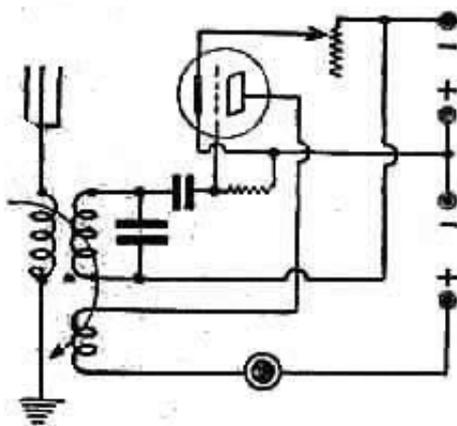


FIG. 373.

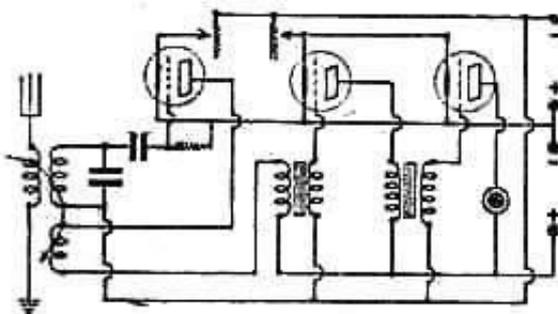


FIG. 374.

Les selfs en fond de panier auront pour valeurs les suivantes :

	GRILLE Diamètre intérieur en cm S.	RÉACTION Diamètre intérieur en cm S.
120 mètres	20 sp.	30
100 —	16 —	24
70 —	12 —	20
40 —	10 —	15
30 —	8 —	12

Le condensateur de détection aura la valeur habituelle et peut descendre à 5/1.000.000, la résistance à 4 mégohms.

SYSTÈME AMPLIFICATEUR BASSE FRÉQUENCE. — Si la réception est faible, on peut ajouter deux étages de BF. (Fig. 374.)

SYSTÈME SYMÉTRIQUE. — L'emploi d'une seule lampe donne tout de même une certaine précocité à la réception ; on obtient un montage plus stable par le procédé de M. Mesny. (Fig. 375.)

Les selfs de grille et de plaque présentent des prises en leur point milieu ; la résistance de 4 mégohms sert à la détection ; on n'a pas besoin de condensateur puisque cette résistance n'est traversée par aucun courant de haute fréquence.

Les selfs seront constituées par des enroulements cylindriques calculés d'après la formule de Nagaoka, et il est facile de prendre leur milieu.

Le couplage influe sur la valeur de la self d'accord ; si donc le couplage varie, il faut retoucher le condensateur.

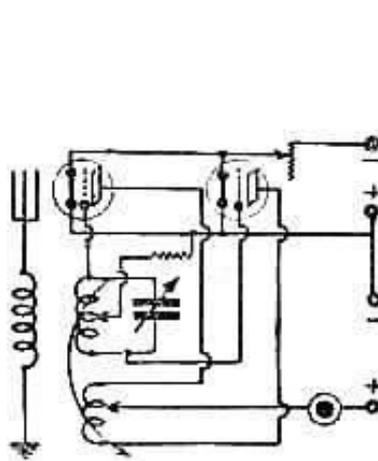


FIG. 375.

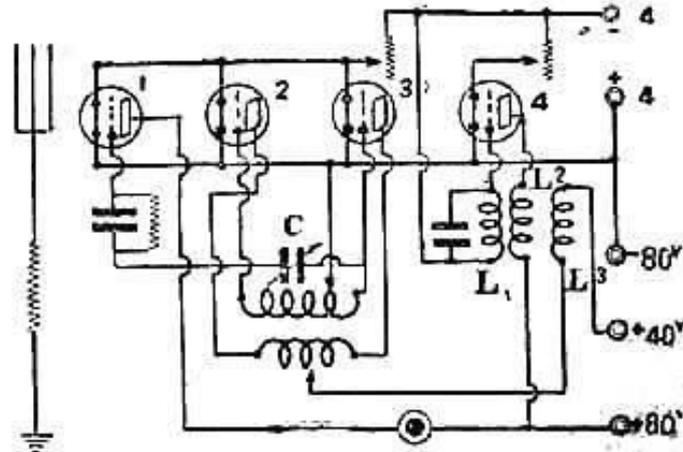


FIG. 376.

SYSTÈME A SUPERREACTION. — Le montage est donné figure 376.

La lampe 4 oscille à la fréquence de 20.000 grâce aux selfs L_1 et L_2 qui auront 1.500 spires. Les potentiels alternatifs de fréquence 20.000 se superposent à la tension continue de 40 volts appliquée aux lampes 3 et 2. La lampe 1 est détectrice.

Les selfs L_1 , L_2 , L_3 sont couplées à demeure et d'un couplage serré. On fait varier le couplage de l'antenne jusqu'à ce qu'on entende un bruit violent ; on fait varier l'accord de C jusqu'à ce qu'on n'entende plus ce bruit qui disparaît brusquement : à ce moment on entend la parole.

Le réglage est stable et l'influence du corps est presque nulle : il n'en est pas de même avec la détectrice à réaction où il faut de longs manches isolants.

Remarque. — Les postes dont la description schématique a été donnée jusqu'ici sont constitués avec des lampes à courant continu, sauf ceux du § 10, système Péricaud. On pourrait les constituer avec des lampes à courant alternatif à chauffage indirect pour la haute et la moyenne fréquence et à chauffage direct pour la basse fréquence. C'est ce qu'on va faire en partie dans les réalisations du chapitre suivant.

CHAPITRE III

Quelques réalisations pratiques.

Les considérations faites jusqu'à présent ont porté sur des faits qui, malgré les indications chiffrées répandues à profusion, peuvent pour certains esprits paraître trop théoriques. Nous allons décrire quelques réalisations opérées depuis la première édition de cet ouvrage et qui illustrent tout ce qui a été dit jusqu'ici.

I. — CONSTRUCTION D'UN RÉCEPTEUR A TROIS LAMPES

CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES. — Nous avons le choix entre l'alimentation par accumulateurs et l'alimentation par le secteur ; le premier procédé paraît plus simple, mais présente l'inconvénient d'exiger une sérieuse et continuelle attention pour l'entretien des sources d'énergie ; le second supprime tout souci, mais exige des lampes coûteuses ; leur robustesse ne les met pas à l'abri des accidents et leur renouvellement se révèle onéreux. Toutefois nous préférons ce deuxième procédé qui supprime tous les inconvénients des accumulateurs.

Nous adoptons ensuite le type à trois lampes qui est d'un usage courant ; il se prête en effet à l'amplification en haute et en basse fréquence ; en utilisant des lampes à écran de grille qui ont une faible capacité interne, un fort coefficient d'amplification et une résistance élevée, nous pouvons obtenir un renforcement considérable des oscillations de haute fréquence ; avec une lampe de basse fréquence du genre trigrille, l'on pourra obtenir dans le haut-parleur une puissance sonore suffisante pour les cas usuels.

SCHÉMA THÉORIQUE DE L'APPAREIL. — La disposition théorique adoptée est représentée par la figure 377 ; l_1 est une lampe à écran de grille et à chauffage indirect, l_2 une détectrice également à chauffage indirect, l_3 une lampe de puissance pour la basse fréquence, V une valve redresseuse biplaque à gaz rare.

L'attaque de la première lampe se fait pour le circuit accordé C_1L qui aboutit d'un côté à l'antenne extérieure H H., à travers un condensateur fixe C'' de 1/10000 de microfarad et de l'autre à la borne terre T à travers une pile de polarisation dont le pôle + est à la terre et le pôle — au circuit Ch. La borne A' est réunie à la grille et la borne terre à la cathode. Cette polarisation de la grille normale de la lampe de haute fréquence a pour effet de donner à cette grille une tension initiale inférieure à celle de la cathode suffisamment basse pour que la tension de la grille ne puisse jamais devenir positive au moment des alternances positives des oscillations de l'antenne et de celle du point milieu M du transformateur de chauffage T. Nous connaissons le rôle de la grille écran qui est réunie à la borne positive

On peut prendre sans exagération $R = 40$ ohms, par suite

$$Z = 200^2 \times 10 = 400.000 \text{ ohms.}$$

On voit qu'on ne travaillera pas dans les conditions du maximum de puissance.

Cherchons l'amplification due à l'action de la lampe et appliquée à la grille de l_2 ; soit Ug la tension de haute fréquence appliquée à la grille de l_1 , K le coefficient d'amplification; le courant de haute fréquence est

$$ip = \frac{Kug}{\rho + Z}$$

et la différence de potentiel entre les extrémités de L_1 a pour valeur

$$V = Zip = \frac{Z \times Kug}{\rho + Z}$$

Cette tension V est appliquée, à peu près intégralement, à la grille de l_2 ; on peut l'appeler $U'g$. et alors

$$U'g = \frac{ZkUg}{\rho + Z} \text{ d'où } \frac{U'g}{Ug} = \text{Pouvoir amplificateur} = K \times \frac{Z}{\rho + z}$$

$K = 150$, $Z = 400.000$, $\rho = 150.000$, par suite le pouvoir amplificateur P vaut

$$P = 150 \times \frac{400.000}{150.000 + 400.000} = 109.$$

Nous voyons qu'il est inférieur au coefficient d'amplification, ainsi qu'il a été montré précédemment.

Notre lampe de haute fréquence amplifie donc énormément et c'est là que réside principalement son avantage.

Toutefois le circuit d'anode devra être séparé du circuit de grille par un écran métallique afin de prévenir les actions magnétiques du premier sur le second. On le voit sur le schéma désigné par un trait discontinu.

La question du blindage est un peu importante et nous croyons devoir la traiter avec quelque détail.

Supposons qu'un conducteur non électrisé A se trouve en présence d'un corps électrisé B ; il se développe sur A dans les parties les plus voisines de

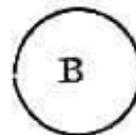
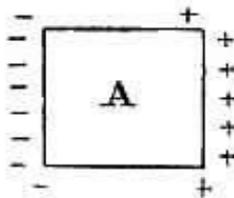
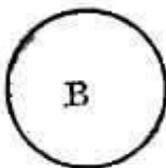


FIG. 378.

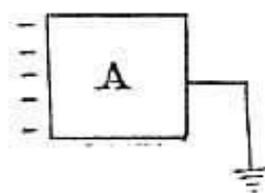


FIG. 379.

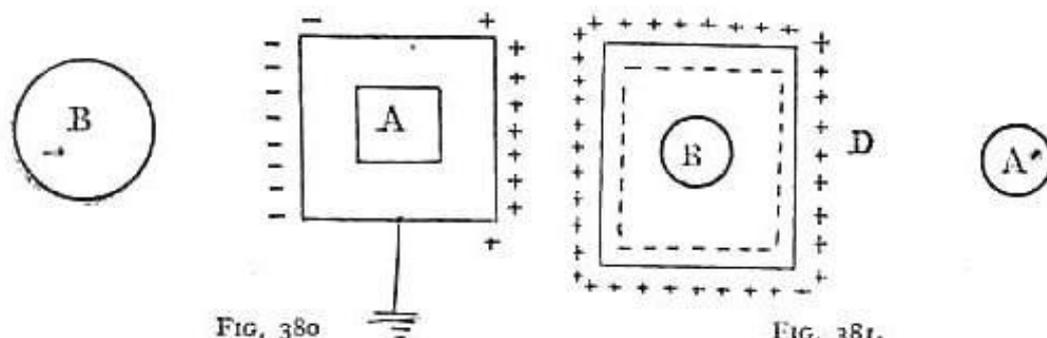
B une électricité de signe contraire à la charge de B , et dans les parties les plus éloignées de B de l'électricité de même signe que la charge de B . On dit que A est soumis au champ électrique de B et qu'il s'électrise sous l'action de ce champ.

Supposons maintenant que le conducteur A soit mis en communication avec le sol; l'électricité de nom contraire à celle de B se porte toujours sur la partie la plus éloignée de A qui est alors le sol; si l'on supprime la communication avec le sol, le corps A reste chargé d'électricité de signe contraire à celui de B .

Pour protéger A contre l'action de B , on peut interposer autour de A un conducteur qui l'enveloppe, D ; alors A est complètement protégé;

ependant, il y a souvent des parties de A qui communiquent avec le soi et dans ce cas des changements de charge sur B peuvent influencer le corps A ; pour prévenir cette action, il suffit de mettre D à la terre. D est un écran.

Mais il ne protège que le corps A ; un autre corps E situé dans le voisi-



nage de B peut être influencé par la présence d'une charge électrique sur B. Si l'on désire que la protection soit complète, il faut placer l'écran autour de B. Alors la partie interne de l'écran se couvre d'électricité opposée à celle de B ; la partie externe se couvre d'électricité de même signe ; si l'on met la partie externe au sol, elle perd toute trace d'électricité et elle est sans action sur les corps extérieurs ; le corps B est lui-même sans action et l'écran D forme un protecteur complet, un écran parfait.

La valeur de l'écran dépend cependant dans une grande mesure de sa résistivité et de la fréquence avec laquelle varie la charge de B ; si ces deux éléments sont très grands, la protection est moins bonne.

Des phénomènes analogues se produisent avec les charges magnétiques. La protection n'est complète que si un écran magnétique enveloppe la source de magnétisme.

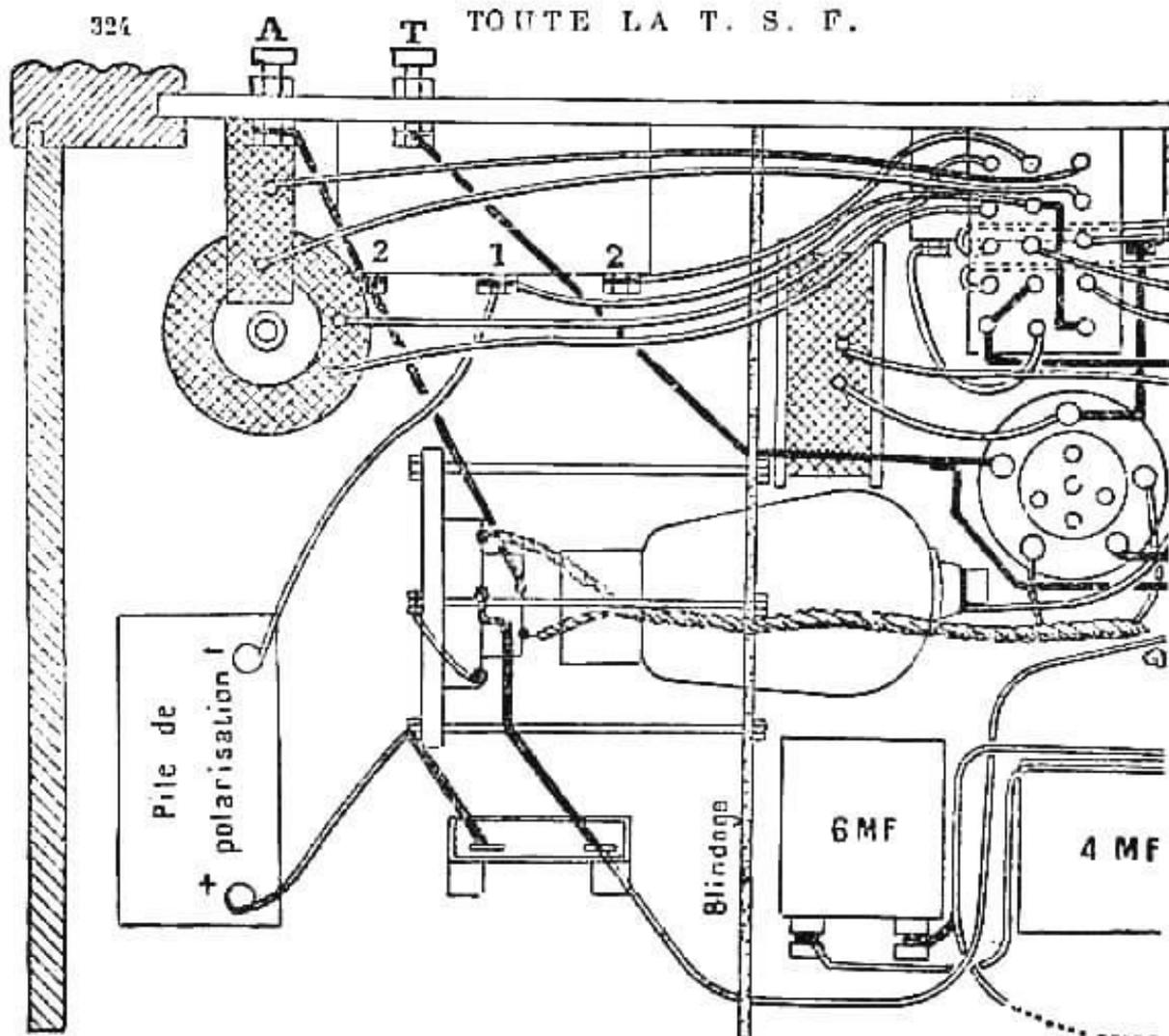
D'autre part, un courant électrique produit un champ électrique et un champ magnétique ; pour protéger les conducteurs contre cette action, on place le corps où elle se produit à l'intérieur d'un écran électrique et magnétique ; cet écran doit être en fer pour les basses fréquences et en cuivre ou en aluminium pour les hautes fréquences.

Dans le système que nous avons indiqué, l'écran est une simple feuille métallique en aluminium qui sépare l'ébénisterie du poste en deux parties bien distinctes ; théoriquement, il n'est pas parfait, mais en pratique, il équivaut aux blindages les plus perfectionnés.

La différence de potentiel créée aux bornes du circuit de résonance est transmise à la grille détectrice par le condensateur C' de 0,15/1.000, la résistance R₂ de 3 mégohms servant à fixer le potentiel de la grille.

Après détection, on utilise la réaction électrostatique pour diminuer la résistance ohmique du circuit d'accord. On a vu, dans l'étude de l'émission radiophonique, que le courant détecté comprenait un courant de haute fréquence, qu'on peut utiliser pour cette réaction. L'effet du condensateur est, pour une valeur donnée de sa capacité, proportionnel à la fréquence et à la tension. Pour les ondes courtes, la réaction sera donc plus vive que sur les ondes longues, si la tension reste la même.

Mais les champs électromagnétiques créés par les antennes sont en général beaucoup plus intenses sur les ondes longues que sur les ondes courtes et il y a intérêt à amplifier celles-ci plus que celles-là. A cet effet nous faisons de la réaction sur le circuit de grille pour les premières et sur le circuit de plaque pour les secondes. On aura ainsi une amplification plus uniforme. La self de choc empêche toute dérivation des courants de haute fréquence, qui viendrait de la plaque ou de la grille de la première lampe, vers la basse fréquence.



Plan de câblage

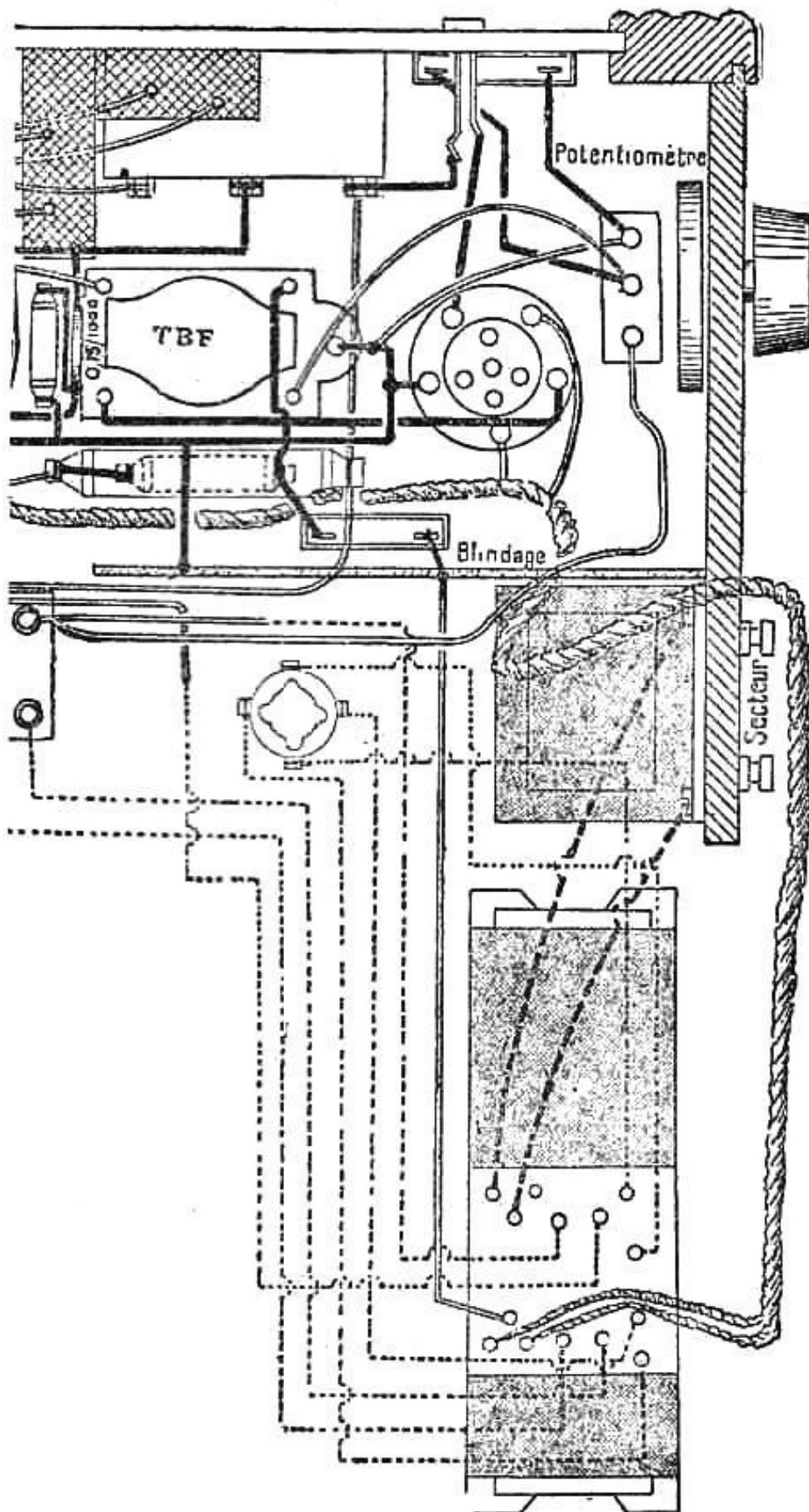
(les traits doubles représentent les fils isolés)

Fig. 382. — Disposition des organes dans le coffret. A droite on a représenté rabattue la face du transformateur pour que l'on voie l'aboutissement des connexions représentées en pointillé.

Nous amenons la valeur de la tension-plaque à un point optimum pour l'emploi d'une résistance assez élevée qui dépend d'ailleurs du courant-plaque traversant la détectrice. Nous profitons d'ailleurs de la présence de la résistance de la grille écran de haute fréquence pour réduire encore la valeur de la nouvelle résistance qui aura un total de 19.000 ohms s'ajoutant au 35.000 déjà vus pour donner 54.000 ohms. Les deux résistances doivent être shuntées par des condensateurs de $1/2$ microfarad pour faciliter le passage des courants alternatifs de haute ou de basse fréquence.

Le secondaire de la lampe de basse fréquence est fortement polarisé ; pour obtenir toujours un résultat convenable, on emploie un potentiomètre, intercalé sur le conducteur négatif de la haute tension ; il se produit entre le point commun de retour de grille et l'extrémité de ce potentiomètre une échelle de tension proportionnelle au courant-plaque qui peut servir à donner à la grille de la B' une tension négative convenable.

La figure 382 donne la représentation réelle du poste. Il convient



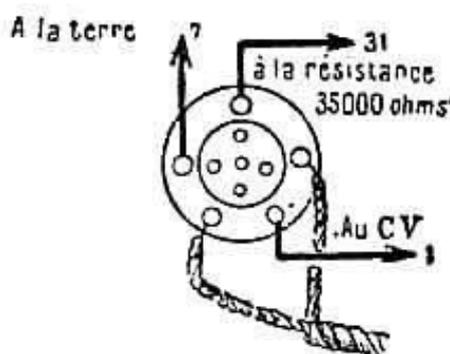
d'attirer l'attention du lecteur sur le système redresseur et filtrant dont les transformateurs et la self de choc sont réunis en un même bloc dénommé « transformateur self », il comprend les 4 enroulements nécessaires : 1° au chauffage des 3 lampes du poste ; 2° au chauffage de la valve ; 3° aux tensions des plaques de la valve et 4° au primaire branché sur le secteur, puis la self L. H. Il ne reste donc qu'à ajouter les deux condensateurs de sortie dont la valeur est indiquée sur la figure. On a ainsi une grande simplification de montage.

On a blindé le système redresseur pour protéger le poste contre le secteur. On complétera cette protection en alimentant les lampes au moyen d'un cordon à deux conducteurs torsadés ensemble pour annihiler les champs alternatifs produits par le courant. La section de ce conducteur sera assez large pour qu'il n'y ait pas de chute de tension appréciable.

Voici le matériel à employer :

$C'' = 1/1000$, $C = C_1 = 0,5/1000$ $C''' = 0,25/1000$ $C' = 0,15/1000$
 $C^{IV} = 1/2$ microfarad = $C^V = C^VI$.

Selfs 45, 50 pour petites ondes, 200 spires pour les grandes ondes.



Lampe écran

FIG. 383.

Comme lampes nous adoptons des modèles d'usage courant : 1^{re} lampe Ecran S. 4150 Fotos, détectrice Fotos S. 415, basse fréquence Fotos F. S. Les deux premières du type à chauffage indirect et la deuxième du type à chauffage direct, valve P V 495 Tungram.

II. — CONSTRUCTION D'UN AMPLIFICATEUR BASSE FRÉQUENCE A DEUX LAMPES. — PICK-UP

La construction des amplificateurs de basse fréquence à une ou deux lampes a pris un grand développement depuis les progrès considérables qui ont été faits dans l'enregistrement de la musique et dans sa reproduction électrique. Nous donnons ci-après, d'après la revue publiée par l'éditeur, la description complète d'un amplificateur basse fréquence pour pick-up.

Avant d'entreprendre la construction, il faut se demander avec précision quelles sont les pièces à se procurer, mécaniques, électriques ou autres. Pour ne pas les oublier, on les divise en trois catégories bien distinctes et on pointe soigneusement la liste des organes utiles :

- 1° Disques et accessoires.
- 2° Organes tournants.
- 3° Organes amplificateurs et haut-parleur.

1° *Disques et accessoires.* — On sait que les disques ont électriquement enregistré les vibrations du chant ou de la musique, ou de la voix tout

simplement ; le problème dans l'organe reproducteur de sons consiste à faire l'opération inverse, c'est-à-dire à transformer les vibrations sonores inscrites sur le disque en sons musicaux. Cette opération de transformation est simple en théorie, mais rudement difficile à mettre au point : le disque tourne, une pointe métallique se promène sur lui en suivant régulièrement les sinuosités qu'y ont tracé les vibrations sonores ; cette pointe, par ses mouvements, engendre dans un petit appareil nommé pick-up un courant électrique très faible qui serait insuffisant pour donner une forte réception dans un haut-parleur et qu'on est, par suite, obligé d'amplifier.

2° Organes tournants. — Il faut faire tourner le disque sonore à une vitesse de 70 à 80 tours par minute : on parvient à ce résultat au moyen d'un plateau qui tourne sous l'action d'un moteur électrique dont on peut régler la vitesse à volonté.

3° Amplificateur et haut-parleur. — Puisque les ondes de courant électrique engendrées dans le pick-up à la suite du mouvement ondulatoire de son aiguille sont trop faibles pour agir directement sur le haut-parleur, il faut les amplifier d'abord d'une manière considérable ; on y parvient avec un amplificateur de puissance.

Voilà donc, d'une manière très générale, ce qu'il nous faut. Entrons dans le détail, en nous tenant dans l'ordre indiqué plus haut.

Les disques sont achetés chez le marchand qui les a pris lui-même aux grandes Sociétés de disques : « Columbia », « Célestiona », « Odéon », « Gramophone », « Ultraphone », etc. On a utilisé les deux faces en une seule pour l'enregistrement phonographique ; leurs dimensions sont plus ou moins grandes et, par suite, leur prix est plus ou moins élevé. Mais ils portent toujours au centre un vide qui permet de les placer sur un support capable de tourner.

Le pick-up, le moteur viennent d'un autre fournisseur, car, ici, presque tout est électrique et, si l'amateur peut construire assez facilement les organes de l'amplificateur, il lui est difficile de construire un pick-up ou un moteur. On se procurera donc :

- a) Un moteur avec son régulateur de vitesse ;
 - b) Un plateau tournant à agencer à l'extrémité de l'axe du rotor ;
 - c) Un support avec levier pour le pick-up et le pick-up proprement dit ;
 - d) Un bâti destiné à supporter ces pièces ;
- L'appareil amplificateur exige :
- e) Une valve redresseuse donnant une tension anodique continue très élevée ;
 - f) Des transformateurs d'alimentation utilisant l'énergie du secteur ;
 - g) Deux lampes à chauffage par le courant alternatif indirect ou direct ;
 - h) Un transformateur de basse fréquence pour relier les deux lampes amplificatrices ;
 - i) Des organes de filtrage selfs et capacités ;
 - j) Un rhéostat pour régler la polarisation de la première lampe BF ;
 - k) Avec tous ces organes, nous pouvons construire quelque chose d'excessivement confortable à tous les points de vue, si nous avons soin d'adopter un haut-parleur de premier ordre.

CONSTRUCTION DE LA PARTIE MOTRICE. — La partie motrice comprend essentiellement un moteur asynchrone ayant les caractéristiques suivantes :

Voltage.....	110 / 220 volts.
Intensité.....	0,5 / 0,25 ampère.
Fréquence.....	50 périodes.
Tours par minute.....	80.

Ce moteur ne possède pas de couple de démarrage ; aussi, dès qu'on vient de poser le disque sur le plateau, il convient de le lancer à la main pour le mettre en marche ; d'autre part, il ne peut tourner que dans un sens. Pour le courant continu, il faudra employer un autre moteur.

Il est essentiel que la vitesse du moteur demeure constante ; aussi, est-il muni d'un régulateur de vitesse à boules qui permet d'obtenir la constance recherchée.

D'autre part, il importe que la vitesse soit maintenue aux environs de 80 tours-minute, car les disques sont enregistrés à cette vitesse ; si l'on s'écartait d'elle, on obtiendrait des résultats absolument paradoxaux ; au-dessous de la vitesse d'enregistrement, la voix paraît devenir plus grave, les ténors ont des voix de barytons, et ceux-ci des voix de basses ; au-dessus, c'est le phénomène inverse. On agit, pour obtenir la valeur optimum, sur un levier qui, à son tour, agit sur le régulateur.

L'ensemble du moteur, du régulateur et du bouton de réglage est supporté par un bâti métallique dont la forme est celle de la figure 387 ; ce bâti est disposé horizontalement, de telle sorte que l'axe du rotor du moteur soit disposé verticalement ; le plateau circulaire porte-disque est fixé à l'extrémité de cet axe et peut, de la sorte, décrire un plan horizontal.

Le bâti métallique doit être, à son tour, fixé au-dessous d'une planche en bois ayant au moins un centimètre d'épaisseur. Il faut, en effet, qu'elle puisse supporter sans flexion tout le poids du moteur et de son régulateur ; on obtiendra un meilleur résultat avec une planchette métallique de 15/10^{es} de millimètre d'épaisseur, et dont les dimensions superficielles ont 400/430 millimètres. Cette planchette est percée de trous. Des tiges avec écrou permettent de fixer le bâti à la planchette. Nous indiquerons plus loin comment sont agencées ces tiges de fixation.

Dès que tous les organes du moteur sont posés, on fixe le support du pick-up ; celui-ci est placé du côté du bouton de réglage vers la partie pointue du bâti métallique, à une distance rigoureusement égale à celle du gabarit fourni par le marchand.

Le bras du levier, qui supporte le pick-up, permet à celui-ci de parcourir exactement les sinuosités tracées sur le disque placé au préalable sur le plateau circulaire.

Les tiges de fixation ont une longueur de 45 millimètres et un diamètre de 5 millimètres ; des rondelles de caoutchouc, percées sur un diamètre de 5 millimètres, habillent ces tiges et évitent de communiquer au plateau les vibrations du moteur. L'ensemble présente ainsi une solidité à toute épreuve et une absence de vibration indispensable à la pureté du son musical.

Nous ferons remarquer que le moteur comporte quatre bornes disposées dissymétriquement : deux pour l'utilisation du secteur 110 volts, à l'extérieur du groupe des quatre bornes, deux pour l'utilisation du secteur 220 volts à l'intérieur du groupe. L'appareil comprend, en outre, un régulateur automatique de tension, indispensable si l'on veut éviter les accidents au moteur ; on sait, en effet, que tout moteur est prévu pour le travail normal qu'il doit fournir et alors il absorbe une énergie donnée ; quand il tourne à vide, la charge prise au secteur peut devenir dangereuse si l'on ne prend pas de précaution spéciale pour diminuer la tension. Généralement, on est obligé de manœuvrer des organes plus ou moins compliqués pour amener la tension à la valeur convenable. Ici, comme le moteur doit aller dans toutes les mains, il faut éviter ces manœuvres qu'on peut oublier de faire au moment du changement de disques. La présence du régulateur automatique évite tous ces dangers et permet de travailler en toute sécurité.

Nous ferons remarquer aussi que le moteur doit posséder une amplitude de vitesse assez large et pouvoir tourner régulièrement de 40 à 120 volts, par exemple, afin de s'adapter facilement à toutes les vitesses employées pour l'enregistrement des disques. D'autre part, cette vitesse, on doit avoir la possibilité de la régler à moins d'un tour près. Le bouton de réglage

disposé à la partie pointue du bâti permet d'agir sur l'écartement des boules du régulateur et d'obtenir la vitesse de rotation que l'on désire.

Ces deux avantages sont donnés par le moteur Lévy. Nous ne ferons pas la comparaison avec d'autres produits similaires, ce qui ne présenterait aucun profit.

MISE EN PLACE DU PICK-UP. — Le pick comprend trois pièces essentielles : le support placé sur la planchette métallique dont nous avons donné les dimensions plus haut, le bras du pick-up qui a une longueur de 18 centimètres environ et le pick-up proprement dit ; celui-ci a une forme un peu irrégulière pour l'agrément de l'œil, mais présente à peu près les dimensions suivantes : 65/35/22 ; à sa partie inférieure, on place l'aiguille qui doit parcourir le disque.

Le support porte un bouton de réglage qui permet de recevoir plus ou moins fort et, extérieurement, il porte deux bornes que l'on amène à l'entrée de l'amplificateur ; toutes les autres connexions entre ces bornes et le pick-up sont à l'intérieur des pièces que l'on a énumérées ci-dessus ; il n'y a donc aucun danger à craindre pour leur solidité.

Le support est fixé à la planchette par quatre vis métalliques que l'on place dans quatre pattes prévues pour cet usage et disposées en croix ; le bras du pick-up est supporté par le support lui-même, au moyen de deux vis placées à l'extrémité d'un diamètre d'une couronne concentrique fixée également au bras du pick ; celui-ci peut aussi s'élever et s'abaisser facilement et le pick-up proprement dit qu'il supporte d'une manière invariable le suit. On peut de la sorte soulever le pick-up pour le placer sur le disque. Le bras tourne également dans un plan horizontal de 90 degrés environ, de manière que l'aiguille du pick-up puisse se placer en un point quelconque de la surface du disque.

DESCRIPTION DE L'AMPLIFICATEUR DE BASSE FRÉQUENCE. — De la construction de l'amplificateur de basse fréquence dépend toute la valeur de l'amplification. Les courants que donne le pick-up sont en effet la reproduction fidèle des vibrations sonores enregistrées par le disque, et, si une déformation se produit, c'est dans l'amplificateur qu'elle a lieu. Donc, il nous faut comme organes ce qu'il y a de mieux.

D'autre part, ainsi que nous l'avons déjà dit, les courants sont très faibles et il faut les amplifier considérablement ; on doit, par suite, employer des lampes de puissance de première qualité et deux étages amplificateurs.

Pour répondre à ce double but, nous avons choisi un transformateur de liaison de réputation éprouvée et des lampes que nous connaissions aussi depuis longtemps.

Le transformateur amplifie uniformément toutes les notes depuis 50 jusqu'à 5.000, c'est-à-dire depuis les notes les plus basses jusqu'aux plus aiguës ; nous sommes donc sûr qu'aucune déformation ne se produira qui viendra de lui.

Comme lampes, nous avons choisi des types qui permettent l'utilisation du courant alternatif ; les progrès effectués dans leur construction donnent toute sécurité au point de vue de la pureté.

Pour la première basse fréquence, nous nous sommes servi du type à chauffage indirect ayant les caractéristiques suivantes :

Chauffage : tension.....	4 volts.
courant.....	1 ampère.
Plaque : tension.....	50-150 volts.
courant normal	2 milliamp.
Coefficient d'amplification.....	16,6 volts.
Résistance filament-plaque.....	8.300 ohms.
Pente	2
Polarisation de grille.....	4 à 6 volts.

Pour la deuxième basse fréquence, après plusieurs essais, nous avons adopté une lampe prévue pour le courant continu et qui, chauffée par le courant alternatif, donne des résultats absolument parfaits. Les caractéristiques sont les suivantes :

Chauffage : tension.....	4 volts.
courant.....	0,65 ampère.
Plaque : tension.....	150-250 volts.
courant.....	50 milliamp.
Coefficient d'amplification.....	4 volts.
Résistance filament-plaque.....	1.150 ohms.
Pente	3,5.
Polarisation de grille.....	30 volts.
Courant de saturation.....	200 milliamp.

Ces deux choix montrent que les pentes des courbes caractéristiques, deux pour la première et 3,5 pour la deuxième lampes, permettent d'obtenir des amplifications considérables, et c'est ce qu'il nous faut.

Mais on remarquera que les tensions-plaques sont élevées ; on ne pouvait songer à les constituer au moyen de batterie d'accumulateurs. Nous avons encore recours au secteur. Nous avons choisi le type suivant :

Chauffage : tension.....	4 volts.
courant.....	1,1 ampère.
Plaque : tension (par plaque)	300-400 volts
courant (par plaque)	50 milliamp.
Saturation (par plaque).....	250 milliamp.

Il nous faut, par suite, un transformateur qui donne aux secondaires les énergies nécessaires au filament, et aux plaques des redresseuses ; puis un autre transformateur qui donne l'alimentation des filaments des lampes. Comme nous disposons d'un matériel essayé depuis longtemps et reconnu d'excellente qualité, nous l'avons utilisé. En voici les caractéristiques :

1 ^{er} transformateur.....	Alimentation des lampes.
Primaire.....	110 volts.
Secondaire	4 volts 3 ampères
2 ^e transformateur	Redresseuse.
Primaire.....	110 volts.
1 ^{er} secondaire	4 volts 2 ampères.
2 ^e secondaire.....	150 volts 80 milliamp.

Un rhéostat, placé sur le secteur, permet de régler au mieux. Nous avons également pris la polarisation nécessaire aux grilles des lampes sur la tension redressée. Le schéma de la figure montre le dispositif adopté.

On voit à gauche de la figure deux transformateurs Tr_1 et Tr_2 . Le premier Tr_1 sert au chauffage des lampes l_1 et l_2 , dont les filaments 42 et 43, 46 et 47 aboutissent aux bornes 3 et 4 de Tr_1 ; le point milieu 5 du secondaire est connecté à la cathode de l_1 et au pôle négatif de la batterie anodique.

En dessous de Tr_1 , on voit Tr_2 ; le secteur va aux bornes 1 et 2 du primaire ; des deux secondaires, l'un, aboutissant aux bornes 6 et 8, alimente les plaques 6' et 8' de la redresseuse ; son point milieu 7 constitue le pôle négatif de la batterie anodique. L'autre secondaire aux bornes 9 et 11 chauffe le filament de la redresseuse ; son point milieu 10 sera le pôle positif de la batterie de plaque.

Pour filtrer, on se sert de deux selfs L_1 et L_2 et de trois batteries de condensateurs (12,13) (14,15) (17,18) de microfarads chacune.

Les bornes du pick-up aboutissent aux points d'entrée 23 et 24 ; le point 23 aboutit à la grille de la lampe l_1 ; la borne 24 va au point milieu (25) d'un potentiomètre de 500 ohms (26,27) ; cette résistance procure une

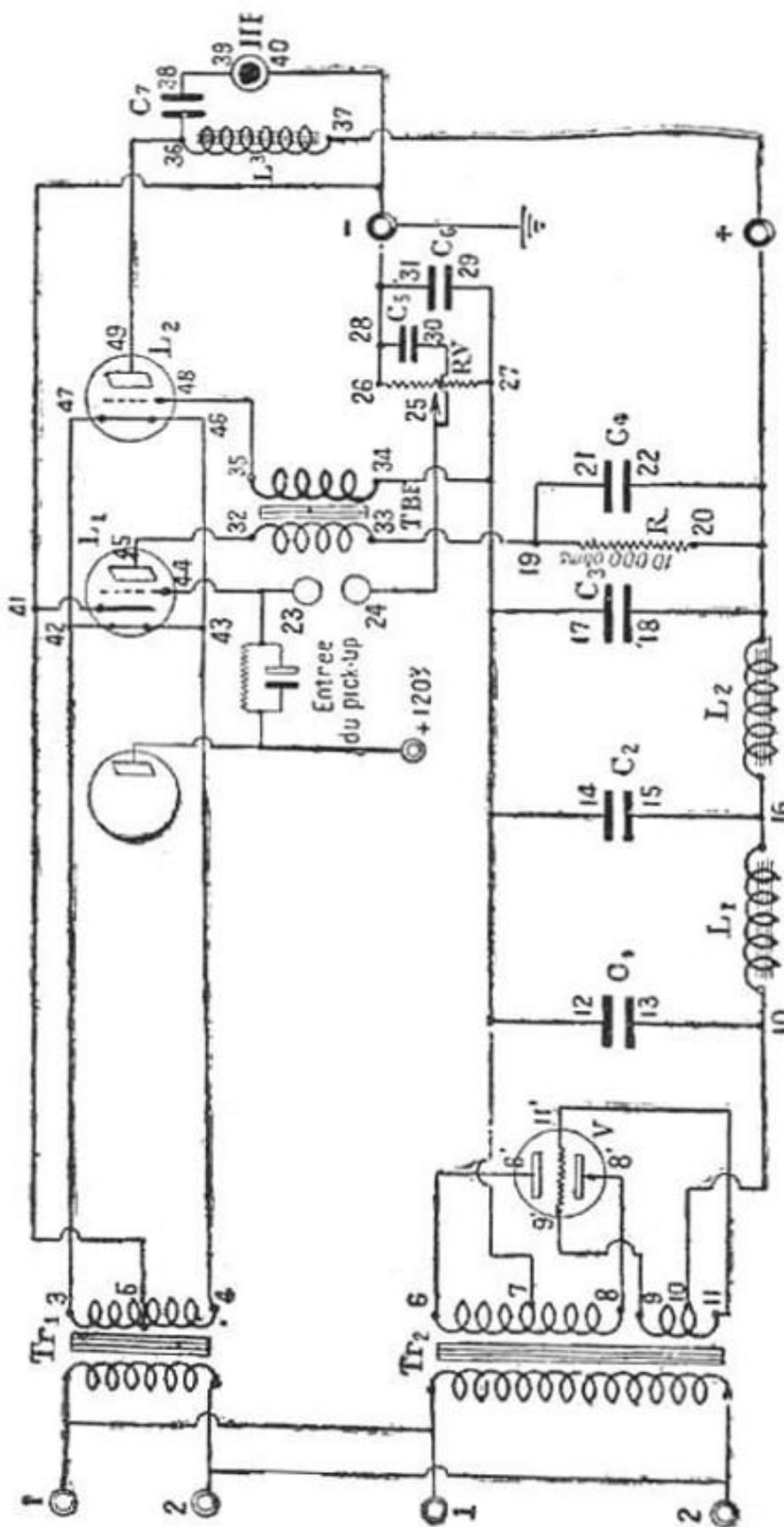


FIG. 384. — Amplificateur pour pick-up. (Schéma théorique.)

chute de tension de 30 volts, ce qui fait une polarisation de -30 volts pour la grille de L_2 , et quant à la tension de la grille de la première lampe, sa valeur dépend de la résistance (25 et 27) ; on peut lui donner celle qui convient.

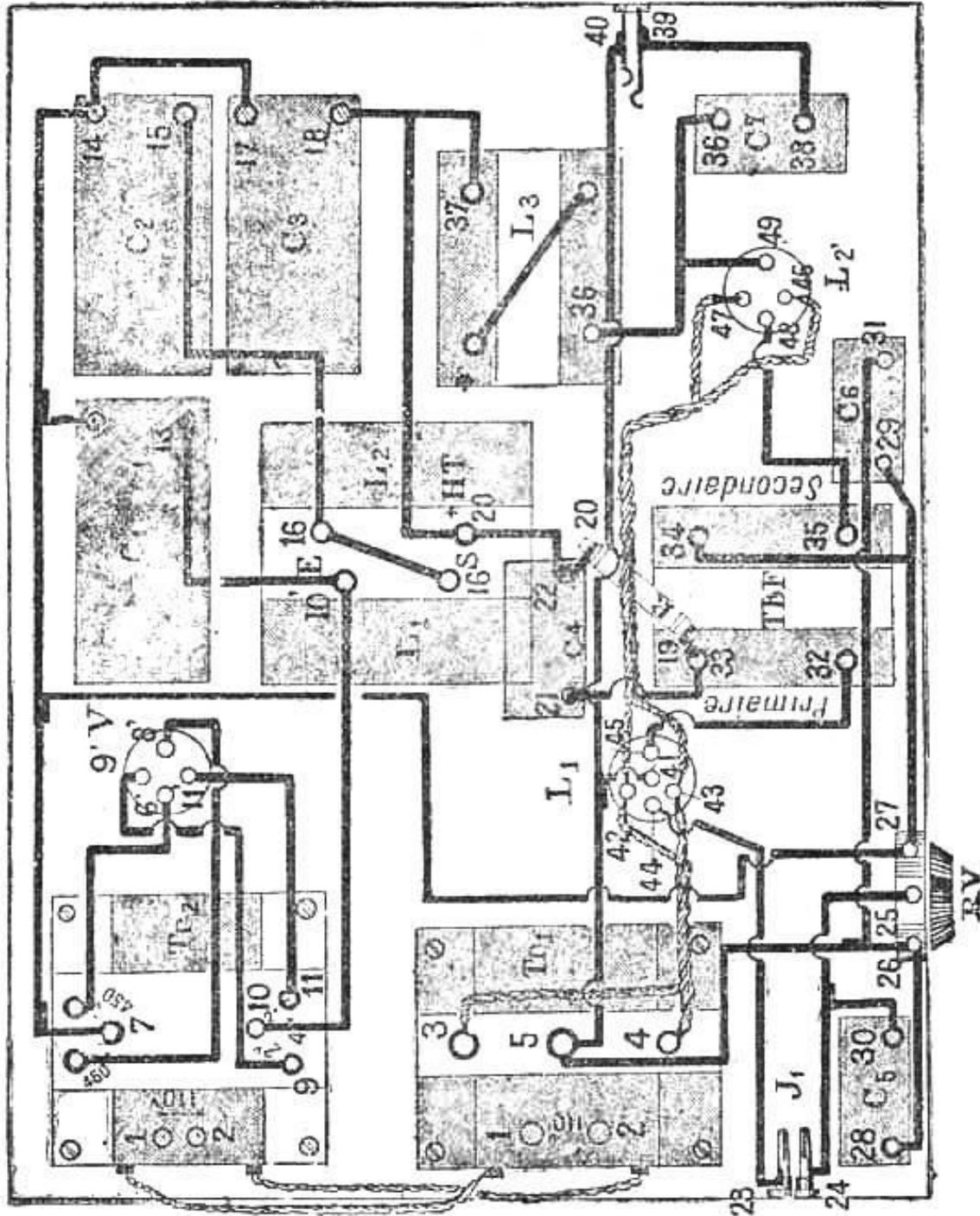


FIG. 385. — L'amplification de basse fréquence en projection verticale.

Après amplification par la première lampe, le transformateur de basse fréquence (TBF) sert à la liaison entre les deux lampes ; le primaire aboutissant aux bornes 32 et 33 va, d'un côté, à la plaque (45) de L_1 , d'autre côté à une résistance fixe de 10.000 ohms (19,20) shuntée par un condensateur (21,22) de 2 à 2 microfarads ; cette résistance est destinée à abaisser la tension-plaque appliquée à l'anode de la première lampe.

Le secondaire va, d'un côté, à la grille 48 de I_2 , et d'autre part à la borne 27.

Dans la plaque de la dernière lampe, on place une self L_3 qui va, d'un bout, à la plaque (49) de la deuxième lampe, et, d'autre bout, au plus de la batterie anodique ; le haut-parleur est placé entre la borne 36 et la cathode, mais protégé contre le courant continu par le condensateur (36,38).

Le courant fourni par cet appareil amplificateur est très intense et il faut que le haut-parleur puisse supporter une grande énergie.

CONSTRUCTION DE L'AMPLIFICATEUR DE BASSE FRÉQUENCE. — Le schéma de réalisation pratique de l'amplificateur est indiqué par le diagramme de la figure 385. Sur une planchette en bois de 40/30 centimètres et 8 millimètres d'épaisseur, on dispose comme il est indiqué les divers organes du poste. On voit, de haut en bas et de gauche à droite, les transformateurs Tr_2 et Tr_1 , avec les dimensions d'encombrement ; puis, le jack J , qui sert d'entrée au cordon serrant du pick, et le condensateur qui shunte le potentiomètre en partie ; ensuite, rencontre la valve redresseuse V , réunie aux bornes correspondantes de Tr_2 , et la lampe I_1 , à chauffage indirect ; on trouve ensuite les condensateurs du filtre, la self de filtre, le transformateur de basse fréquence TBF, la self de sortie L_3 , et la deuxième lampe de basse fréquence ; enfin, les condensateurs fixes du poste. Les numéros du diagramme correspondent à ceux du schéma théorique et aucune erreur possible de connexion n'est à craindre. Il suffit de suivre exactement les connexions théoriques sur le schéma pratique pour éviter toute fausse manœuvre.

ASSEMBLAGE DE L'ENSEMBLE. — Pour constituer un ensemble renfermant tous les organes, on doit prévoir un meuble de volume assez grand ;

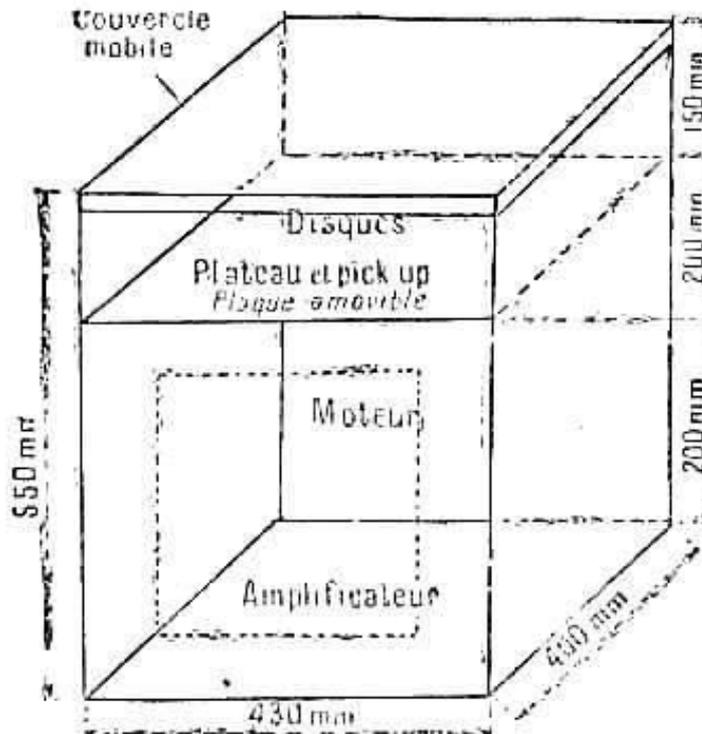


FIG. 386. — Ensemble montrant la disposition des organes.

on le divise en deux parties ; en dessous, on place les organes de l'amplificateur ; en dessus, ceux du moteur ; sur la partie la plus supérieure, on dispose le plateau circulaire qui supporte les disques et le pick-up. On peut prévoir un couvercle qui enclôt toute la partie supérieure.

Comme la tôle métallique qui supporte le moteur a 400 /430 millimètres, le meuble aura ces dimensions transversales comme section. La figure 4 donne les dimensions qu'on peut adopter. Le résultat sera meilleur encore si la partie qui comprend l'amplificateur et le moteur est complètement blindé, le blindage étant mis à la terre : on protège ainsi chaque groupe d'organes contre les effets magnétiques du voisin et on obtient une audition plus pure, plus débarrassée de toute perturbation extérieure. Nous garantissons seulement les résultats obtenus en plaçant les organes dans un coffret entièrement métallique, verni ou décoré extérieurement afin de satisfaire l'œil.

L'avantage énorme d'un pareil ensemble est que, constituant une « masse » importante, on peut, en le mettant en communication avec la cathode, assurer une pureté absolue. Si l'amateur tentait de se passer de ce coffret, nous ne pourrions répondre des résultats. En outre, il ne faut pas oublier que le coffret doit avoir certaines dimensions qu'on ne saurait diminuer ni augmenter sans inconvénient. Seule la Maison Brougnon fabrique de pareils coffrets, et nous ne saurions trop engager nos amateurs à s'en procurer un. D'autant plus que le prix d'un coffret métallique — contrairement à ce que l'on pourrait croire — est très faible, 200 francs environ, et de beaucoup supérieur à celui d'un coffret en bois. En outre, ce dernier ne peut être employé sans danger pour contenir l'amplificateur et le moteur, étant donné la température élevée provoquée par les lampes et le moteur qui règne à son intérieur.

MATÉRIEL NÉCESSAIRE A LA CONSTRUCTION. — Maintenant que nous avons décrit le poste tout entier, nous pouvons donner des indications sur le matériel qui nous a servi à obtenir un amplificateur de pick-up de tout premier ordre.

I. — 1° Moteur asynchrone 110 /220 volts de 55 watts, avec régulateur de vitesse à boules distribué par Point-Bleu et régulateur automatique de tension ;

2° Boîte permettant la fixation du moteur à une tôle *d* ;

3° Tôle métallique destinée à être fixée au châssis qui supporte le moteur ;

4° Trois tiges de fixation avec vis, écrous, rondelles en caoutchouc ;

5° Support de pick-up avec bras de pick-up mobile autour du support et pick-up Point-Bleu 88 ;

6° Deux cents aiguilles de pick-up. On doit utiliser une aiguille une fois seulement ; sinon, le disque peut être abîmé ; aussi est-il bon d'en avoir une grande provision.

7° Cordons de connexion entre le pick-up et l'amplificateur.

II. — 8° Planchette en bois pour supporter les divers organes de l'amplificateur ;

9° Un transformateur Deri DPA4, qui donne les tensions appliquées au filament et aux plaques de la redresseuse ;

10° Un transformateur Deri RSrA, qui donne 3 ampères sous 4 volts destinés au chauffage des lampes amplificatrices ;

11° Une self Deri DPS, se laissant traverser par 60 milliampères continus et donnant 2 inductances de 50 henrys en série ;

12° Une self de choc Deri de 50 henrys ;

13° Trois condensateurs Cleba, de 4 microfarads, isolés pour 1.000 volts ;

14° Deux condensateurs de 2 microfarads, du modèle téléphonique ;

15° Deux condensateurs de 1 microfarad, du modèle téléphonique ;

16° Deux supports de lampe ordinaire pour la redresseuse et pour la basse fréquence filcale.

17° Un support de lampe à 5 broches pour chauffage indirect ;

18° Une valve redresseuse Tungram P495 ;

- 19° Une lampe à chauffage indirect AG4.100 Tungfram ;
- 20° Une lampe Tungfram P460 ;
- 21° Un haut-parleur Point-Bleu type 66R ;
- 21° Fil de connexion, vis de fixation, etc. ;
- 22° Boîte métallique servant de cage de Faraday Brougnon ;
- 23° Un transformateur Brunet type orthoformer. Un rhéostat Giress.

OBSERVATIONS GÉNÉRALES ET CONCLUSIONS. — Le lecteur peut s'étonner qu'une lampe prévue pour le chauffage sous courant continu donne d'excellents résultats avec le chauffage sous courant alternatif : le fait n'a rien de surprenant. Diverses causes tendent à le rendre compréhensible. En premier lieu, il y a lieu de considérer que cette lampe peut émettre un flux électronique de 200 milliampères. Cette intensité n'est possible que pour un filament volumineux à grande surface extérieure : ce filament possède, par suite, une grande inertie calorifique et les fluctuations du secteur sont atténuées. D'autre part, une couche de baryum riche en électrons demande une température beaucoup plus faible que les autres filaments ; on n'a pas besoin d'atteindre celle qui est exigée par les filaments au tungstène ou au thorlum. Ces deux causes s'unissent pour rendre négligeables les effets du courant alternatif. D'autre part, une polarisation importante, en rendant la grille constamment négative, annule complètement les inconvénients que pourrait présenter la grille du fait de sa connexion au point milieu du transformateur de chauffage. Ce résultat, qui n'était peut-être pas prévu par le constructeur, est à noter.

Nous devons répéter ici qu'il faut s'assurer de la vitesse à donner aux disques ; ceux-ci sont préparés ordinairement à celle de 78 tours-minute, mais il peut exister des exceptions. Si l'on ne peut être sûr, il vaut mieux entendre d'abord les disques de la collection que l'on possède chez un ami ou en écoutant un poste émetteur. On se grave dans l'oreille la hauteur du son émis et l'on règle ensuite la vitesse de rotation d'après les impressions de l'oreille. C'est évidemment un moyen empirique, pas plus mauvais qu'un autre si l'on a une oreille délicate et bien éduquée musicalement, mais qui peut conduire à de véritables hérésies si l'on procède ainsi sans préparation. La hauteur du son enregistrée au disque est fonction, en effet, de la vitesse ; si celle-ci varie, la hauteur du son rendu varie également et la musique peut changer complètement de caractère. Nous ne saurions mettre trop nos lecteurs en garde contre de pareilles conséquences.

En province, et même à Paris, le secteur subit des variations de charge et de tension qui font osciller le voltage appliqué aux primaires des transformateurs de 100 à 130 volts efficaces. Pour que les filaments des valves ou des lampes ne soient pas grillés pendant ces à-coups, il est bon, quoique nous ne l'ayons pas indiqué, de mettre sur le primaire une résistance de 500 ohms, capable de supporter le débit des enroulements primaires.

Le débit de l'amplificateur étant presque formidable, il faut comme organe reproducteur de son un type puissant, sinon, la membrane résonne, les notes collent, la palette vibre avec sa vibration propre. Il faut donc éviter de rechercher un bon résultat avec des haut-parleurs ordinaires dénommés petits ou moyens haut-parleurs. On serait détourné à tout jamais de cette voie nouvelle qui a transformé la T. S. F., puisqu'elle a permis de transformer les concerts vocaux en concerts de musique enregistrée, avec un tel succès que beaucoup d'auditeurs n'ont pas su distinguer la voix humaine de sa reproduction par disque.

S'ils prennent toutes les précautions que nous avons indiquées, ils pourront écouter les disques et l'impression est la même que si on assistait à une véritable représentation : même pureté, même fidélité dans l'audition. C'est vraiment un appareil qui apporte dans une maison une sensation d'art inégalée jusqu'à ce jour.

III. — CONSTRUCTION D'UN CHANGEUR DE FRÉQUENCE TOUTES ONDES A 5 LAMPES.

Le principe du changeur de fréquence a été déjà donné dans le chapitre de l'amplification. Nous donnons ci-après quelques justifications plus précises, puis le moyen de construire un tel appareil.

Pourquoi opérer un changement de fréquence, alors que l'on peut amplifier directement les ondes reçues, nous diront peut-être quelques lecteurs ?

Si les changeurs de fréquence ont pris un développement si élevé, on se doute que les avantages qu'ils présentent sont d'importance.

1^o Le premier et le plus notable est celui de permettre une amplification aussi grande qu'on le désire sans employer des dispositifs compliqués de neutrodynage. Les lampes ordinaires possèdent, en effet, une capacité entre les électrodes qui peut agir d'une manière désastreuse pour les fréquences de l'ordre de 1.000.000 quand on veut les amplifier. Cette capacité se répartit ainsi :

6 millièmes de microfarad entre la grille et le filament ;

6 millièmes de microfarad entre le filament et la plaque ;

10 millièmes de microfarad entre la grille et la plaque.

Ces indications sont seulement des moyennes et dans la pratique les valeurs pour chaque lampe oscillent autour de ces moyennes ; mais elles se rapportent aux lampes considérées comme seules, sans l'adjonction de circuits extérieurs ; c'est la capacité statique.

Or, quand les lampes se trouvent effectuer une action amplificatrice, la capacité effective ou dynamique dépend des caractéristiques des circuits d'utilisation. Si l'on désigne par R_i la résistance intérieure d'une lampe dont le coefficient d'amplification est K , par R_a la résistance apparente du circuit d'utilisation, on a un pouvoir d'amplification que nous désignons

$$\text{par } P \text{ égal à } P = K \frac{R_a}{R_a + R_i}$$

Eh bien ! la capacité dynamique entre les électrodes d'une lampe n'est plus égale à la capacité statique : la capacité entre la grille et la plaque est égale à la capacité statique multipliée par $P + 1$. Si $P + 1$ est égal à 10, par exemple, la capacité grille-plaque est équivalente à 100 millièmes de microfarad, c'est-à-dire à 0,1 / 1.000 de microfarad. On voit combien elle est importante.

Le pouvoir amplificateur d'une lampe sera égal à 1, c'est-à-dire la lampe n'amplifiera plus si la résistance apparente des circuits placés dans la plaque est égale à la résistance interne divisée par le coefficient d'amplification de la lampe diminué de 1.

$$R_a = \frac{R_i}{K - 1}$$

La résistance apparente comprend : la résistance du circuit plaque dans les montages à résistance, ou celle du primaire du transformateur dans les montages à transformateur, soit celle du circuit d'accord dans les montages à résonance et, en outre, la résistance apparente de la capacité plaque-grille, disposée en parallèle avec la première ; celle-ci est toujours beaucoup plus grande que l'autre, il en résulte que la résistance apparente de la capacité grille-plaque est une limite supérieure de la résistance totale R_a intercalée dans le circuit de plaque.

Considérons alors une onde de fréquence F_1 ; la résistance de la capacité grille-plaque est égale à :

et comme :

$$Ra = 1 : C \times 6,28F_1$$

on peut écrire :

$$F_1 = 300.000.000 : l_1,$$

$$Ra = \frac{l_1}{6,28 \times C \times 300.000.000}$$

remplaçant C par sa valeur : 0,1 /1.000, on lira :

$$Ra = \frac{10l_1}{1,884} = 5,3$$

Si cette valeur de $Ra = 5,3$ fois la longueur d'onde répond à la condition posée plus haut, il n'y aura pas d'amplification. Prenons alors une lampe du commerce telle que la R36 dont la résistance interne est de 18.000 ohms et le coefficient d'amplification égal à 11 ; on a comme résistance critique 1.800 ohms ; l'onde qui ne sera pas amplifiée par des procédés ordinaires aura la longueur de $1.800 : 5,3 = 339$ m.

Si l'on veut, malgré la présence de cette capacité grille-plaque, amplifier en haute fréquence, il faut en neutraliser les effets et c'est avec les procédés de neutralisation par condensateur qu'on est arrivé au résultat, mais on doit compter un étage au plus pour la haute fréquence car les réglages deviennent excessivement compliqués et hors de la portée de l'amateur.

Au contraire, employons le procédé de changement de fréquence, la résistance critique devient de beaucoup supérieure aux valeurs habituelles puisqu'on prend de fortes longueurs d'onde. L'inconvénient disparaît.

2° On peut d'ailleurs, si l'on désire pousser l'amplification, faire plusieurs changements de fréquence avant la détection finale et amplifier chaque fréquence. On arrive ainsi à des résultats inattendus au point de vue sensibilité.

3° Un deuxième avantage réside dans la sélectivité du superhétérodyne qui est supérieure à celle des autres montages à amplification directe.

Supposons que nous recevions l'onde de 300 mètres, notre onde de moyenne fréquence étant celle de 6.000 mètres ; l'onde locale sera de 285 mètres ; l'onde de 305 mètres correspondant à la fréquence de 983.000 environ sera transformée en onde de 4.470 mètres facilement séparable de celle de 6.000 ; l'onde de 295 mètres deviendra onde de 9.000 mètres encore plus facile à séparer.

4° De ces trois propriétés importantes, on peut déduire que le superhétérodyne est le récepteur le plus facile à régler, puisqu'il ne comporte jamais que deux condensateurs variables, alors que les appareils, équivalents au point de vue sensibilité et sélectivité, sont infiniment plus compliqués à régler.

Nous nous résumons. Le changeur de fréquence a quatre principaux avantages :

- 1° Amplification possible et aussi poussée qu'on le veut de toutes les ondes depuis les plus courtes jusqu'aux plus longues ;
- 2° Sensibilité aussi grande qu'on le désire ;
- 3° Sélectivité supérieure ;
- 4° Simplicité de réglage.

III. — MOYEN D'OPÉRER LE CHANGEMENT DE FRÉQUENCE.

On peut opérer le changement de fréquence soit par lampe monogridde, soit par lampe bigridde. Ce dernier est le plus facile à construire par l'amateur et nous allons essayer de montrer comment il se produit. Évidemment ces explications n'ont pas une exactitude rigoureuse, mais elles se rapprochent assez de la réalité pour donner une idée du mécanisme.

Considérons le montage de la figure 1 ci-contre, dans lequel LC est un circuit d'accord, qu'on peut mettre en résonance sur une onde donnée, L_1C_1 est un circuit qu'on peut mettre en vibration par un couplage suffisant avec la self L_2 .

Lorsque le couplage entre L_1 et L_2 est insuffisant pour faire osciller C_1L_1 , la tension appliquée à la plaque de la bigrille est de 40 volts ; si L_1C_1 oscille, à la grille interne G_i sont appliquées des oscillations intenses de haute fréquence et pendant les alternances négatives, la tension plaque

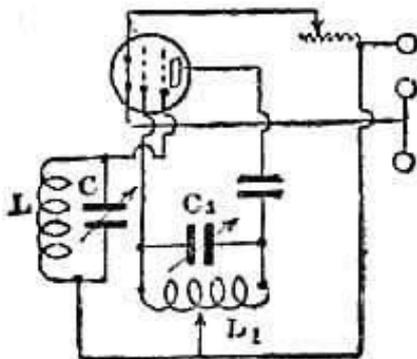


FIG. 387.

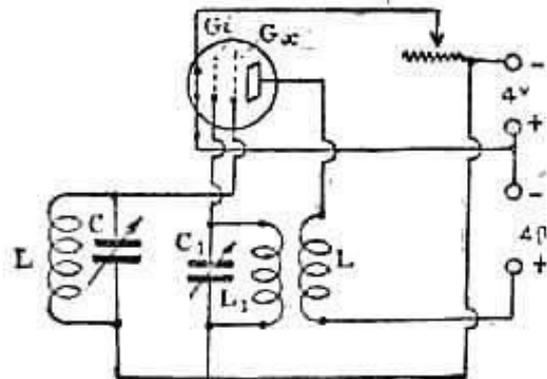


FIG. 388

peut s'annuler ; la grille interne est, en effet, près du filament et ce sont des conditions pour que la plaque ait, par rapport à cette grille, un fort coefficient d'amplification ; il atteint souvent 50, de sorte que si la tension alternative de grille atteint 2 volts (1), ce qui est possible, la tension plaque,

pendant l'alternance négative, devient : $40 - 50 \times 2\sqrt{2} = -100$ volts environ ; aucun courant ne passe alors dans la plaque.

Ce raisonnement suppose le circuit CL inactif ; faisons-le parcourir par un courant alternatif de haute fréquence et supposons L_1C_1 inactif.

Faisons agir simultanément les deux circuits ; leurs effets se composent et donnent des courants de la forme de la figure 4, la courbe *abedef* constitue une onde dont la fréquence est la différence des fréquences de C_1L_1 et de CL.

Il suffit donc de régler C_1L_1 de manière à obtenir l'onde de moyenne fréquence, 6.000 mètres par exemple, quand l'onde de C_1L_1 interfère avec l'onde de CL, qui peut être celle d'une antenne ou d'un cadre.

Au lieu d'employer un couplage magnétique entre L_2 et L_1 , ce qui oblige à accroître le couplage lorsque l'onde augmente, il vaut mieux adopter le montage Hartley ; si l'onde CL croît, le changement de fréquence oblige à accroître l'onde de C_1L_1 , ce qu'on fait en manœuvrant C_1 ; l'accroissement de C, augmente le couplage entre la plaque et la grille interne, la manœuvre utile est donc faite automatiquement. On a ainsi une sécurité très grande dans le fonctionnement.

IV. — AMPLIFICATION EN MOYENNE FRÉQUENCE

Après avoir opéré le changement de fréquence, nous devons penser à amplifier les ondes transformées ; jusqu'à l'apparition des lampes à écran de grille, on utilisait pour cet objet les lampes bigrilles dont la grille intérieure servait de grille de contrôle, ou plus communément les lampes monogrilles de résistance interne égale à 15 ou 20.000 ohms, dont nous avons

(1) La tension développée entre les extrémités de la self de grille est $628 \times F \times L \times I$. Or $F = 10^6$ environ, $I = 2$ à 3 millampères, $L = 200$ microhenrys on conçoit que cette tension atteigne 2 à 3 volts.

parlé plus haut. Le pouvoir amplificateur de chaque étage était ainsi voisin de 10, de 100 ou de 1.000 suivant le nombre de lampes servant pour la H. F. En outre, comme la réception se faisait sur cadre, il fallait très souvent 7 lampes du type monogrille pour obtenir une puissance considérable à la sortie de l'appareil.

Au lieu des lampes bigrilles ou monogrilles ordinaires, nous employons des types à écran de grille, assez connus de nos lecteurs pour nous dispenser de les décrire. Nous rappelons que le facteur d'amplification de ces lampes est égal à 150, mais leur résistance interne est de 200.000 ohms environ. Pour que nous puissions les utiliser avec profit, il faut que le circuit d'utilisation ait cette résistance apparente; mais deux étages suffisent.

Pour obtenir cette résistance apparente de 200.000 ohms on peut employer deux procédés : soit celui du transformateur à secondaire accordé, soit celui du circuit d'anode accordé.

Dans ce dernier cas, le choix de l'onde de moyenne fréquence est presque arbitraire, on a même intérêt à adopter une fréquence assez élevée puisque l'on obtient plus facilement cette haute résistance apparente, égale, on le sait, dans le cas du circuit de résonance anodique, à

$$R_a = \frac{40 \times 12 \times f^2}{R}$$

L étant la self de la bobine, / la fréquence de l'onde choisie et R la résistance ohmique de la self à la fréquence choisie. Une self de 16.000 microhenrys accordée pour un condensateur de 0,4/1.000 donnerait à la fréquence de l'onde de 4.800 mètres à la valeur demandée, si la résistance ohmique de la self est de 40 ohms en courant continu et de 200 ohms en courant alternatif de haute fréquence.

Dans ces conditions, le pouvoir amplificateur de l'étage est égal à 75 et deux étages donnent une amplification totale de 5.652, 5 fois supérieure à celle que donneraient trois étages de moyenne fréquence équipés avec de bonnes lampes monogrilles et avec des transformateurs judicieusement calculés.

Il est indiqué d'employer de faibles valeurs de selfs dans un étage à résonance, car la sélectivité y gagne. Les lecteurs de cette revue savent, en effet, que pour obtenir un résultat, il faut des condensateurs de forte capacité et, par contre, des selfs moindres. On peut cependant, à cause du changement de fréquence qui permet une séparation des ondes voisines, très précises, se servir de selfs élevées, et, par suite, de condensateurs de petites valeurs. Choisissons le cas d'un condensateur de 0,1/1.000, la self devra être de 64.000 microhenrys, et alors toutes autres choses restant égales, on a une résistance apparente extérieure du circuit anodique égale à 3 millions d'ohms environ, supérieure à celle de la résistance intérieure : on ramène à la valeur voulue au moyen d'une résistance extérieure variable de 0 à 500.000 ohms, qui permet, en vertu des lois, des résistances parallèles, d'obtenir la résistance optimum.

On a deux lampes de moyenne fréquence, on a deux circuits de résonance que l'on réunit aux grilles des lampes qui suivent par le procédé habituel du condensateur et de la résistance de fuite. La valeur du condensateur est de 0,2/1.000 limitée par l'action détectrice qu'il pourrait accomplir si on le faisait descendre plus bas.

Mais nous devons signaler que l'emploi des lampes à écran de grille ne donne de bons résultats qu'avec des tensions anodiques élevées, 120 volts au minimum.

V. — DÉTECTION.

Ayant obtenu une tension de moyenne fréquence 5.600 fois supérieure à celle qui sortait de la bigrille changeuse de fréquence, nous ne devons pas perdre le bénéfice de cette énorme amplification en employant des lampes détectrices de qualité inférieure. Ici, le flair de l'amateur doit intervenir ; on présente souvent comme lampes spéciales à cette fonction des types apparemment excellents et qui à l'usage se révèlent défectueux. C'est une expérience personnelle que rien ne peut remplacer ; il existe tout de même des règles à observer des signes qui donnent une idée des caractéristiques d'une bonne lampe détectrice.

Si l'on emploie le procédé habituel du condensateur, shunté, le courant détecté varie comme l'indique l'expression ci-après :

$$I_d = X \times U_g^2 \times p$$

dans laquelle I est la valeur du courant détecté, x un facteur de proportionnalité, U_g la tension appliquée à la grille détectrice et p la pente de la lampe.

X est un facteur complexe difficile à évaluer ; U_g est connue par l'amplification obtenue ; p dépend de la lampe ; elle est d'autant plus grande que le coefficient d'amplification est plus élevé et que la résistance intérieure est plus faible. On rencontre à ce sujet des lampes dont le coefficient est 15, la résistance 7.500 ohms et la pente 2. Elles sont excellentes, mais pour beaucoup d'entre elles, ces valeurs ne sont atteintes qu'avec des tensions plaques de 120 volts.

Remarquons que nous n'avons pas de réaction ; notre amplification en moyenne fréquence est d'ailleurs si forte que le surcroît qui nous serait procuré par un dispositif rétroactif serait insignifiant et ne serait pas compensé par la complexité du réglage. D'ailleurs l'effet rétroactif est généralement faible pour la moyenne fréquence.

VI. — BASSE FRÉQUENCE.

Nous avons, à la sortie, un courant détecté important et il nous faut l'utiliser pour obtenir le maximum d'effet. Une condition à réaliser, déjà indiquée plus haut, consiste à avoir un primaire dont l'impédance ou résistance apparente soit égale à celle de la lampe détectrice. Il faut donc un primaire dont la résistance soit de 7.500 ohms. Nous avouons que cette condition est excessivement difficile à réaliser.

Il faut ensuite éviter de shunter le primaire du transformateur par des condensateurs qui affaiblissent et déforment la réception ; on dispose un condensateur de fuite entre la plaque et le pôle négatif ou positif de la batterie de chauffage pour ouvrir un chemin de fuite à la composante de haute fréquence qui subsiste après la détection. On peut même, pour éviter que cette composante se perde dans les enroulements du transformateur où elle pourrait provoquer des surtensions dangereuses, disposer une bobine de choc qui n'arrête pas les courants détectés, mais constitue un obstacle important pour le cheminement de la moyenne fréquence ; c'est aux extrémités de cette self de choc qu'on dispose un condensateur de fuite dont les valeurs s'ajoutent puisqu'elles sont en parallèle.

Enfin, on se sert d'une lampe de puissance pouvant alimenter un haut-parleur. Les trigrilles sont incontestablement les plus avantageuses puisqu'elles ont un puissant coefficient d'amplification et une pente notable, et une résistance intérieure élevée ; celle-ci n'est guère augmentée pour l'introduction d'un haut-parleur dans le circuit de plaque ; de sorte que les conditions de fonctionnement dynamique sont les mêmes que celles du fonctionnement statique. On peut prévoir à coup sûr ce que donnera l'emploi de telles lampes ; mais notre haut-parleur devra avoir 4 à 5.000 ohms au plus.

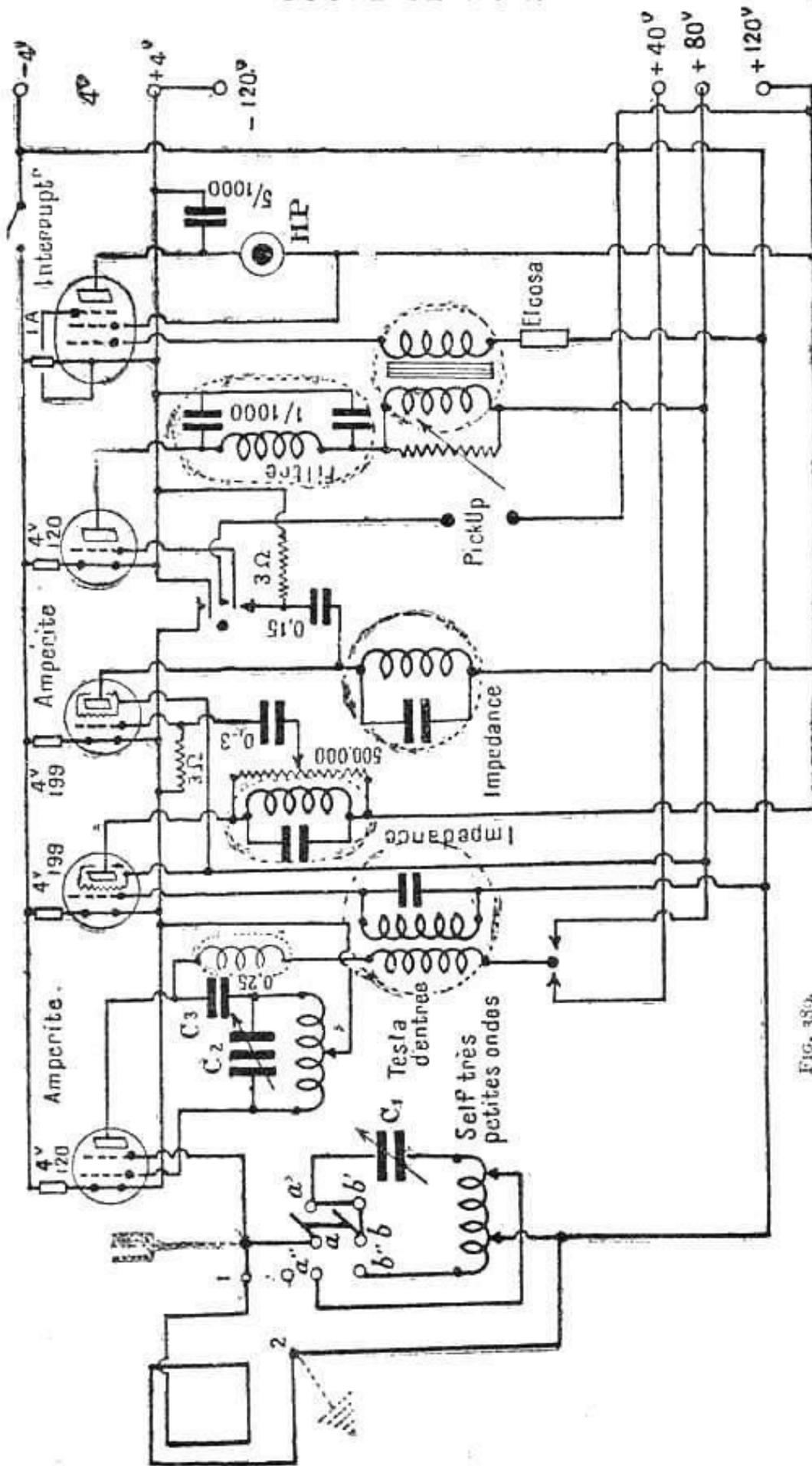


FIG. 389.

VII. — SCHEMA DE PRINCIPE DU RECEPTEUR.

Si nous tenons compte de toutes les conditions envisagées dans les lignes précédentes, nous obtenons le schéma de principe pour les ondes de la radiodiffusion. On peut encore essayer de donner une gamme d'action étendue au poste en le mettant à même de recevoir les ondes courtes de 20 mètres et au-dessus. Des selfs appropriés peuvent alors remplacer le cadre et c'est pour ce motif qu'on voit un cadre ou une antenne aboutissant aux mêmes points. Pour utiliser cette combinaison, on emploie un commutateur K, bipolaire, dont les plots axiaux sont *a* et *b* et les plots de commutation *a'* *b'* et *a''* *b''*.

On voit de gauche à droite : le cadre aboutissant aux bornes 1 et 2 qui sont en connexion avec le condensateur variable C_1 par le commutateur et dont les bornes vont à la grille externe de la bigrille et au -4 ; dans le circuit de la grille interne, on voit le condensateur C_2 et la self de l'oscillatrice montée en Hartley, entre la grille interne et la plaque, le point milieu allant au $+4$ au lieu du -4 pour donner des oscillations locales plus intenses. Un condensateur C_3 évite la mise en court-circuit de la batterie de 10 volts appliquée à la plaque, à travers la self de l'oscillatrice. Au lieu du cadre, on peut utiliser l'antenne ; alors, la tension-plaque de la bigrille est portée à 80 volts.

Les oscillations de moyenne fréquence sont transmises à la grille de la lampe de moyenne fréquence par le Tesla spécial dont le primaire est

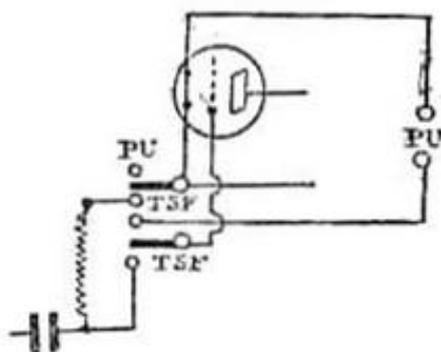


FIG. 390.

apériodique et le secondaire accordé ; outre le primaire du Tesla, la plaque de la bigrille contient une self de choc pour les très courtes longueurs d'onde.

Le secondaire du Tesla est de même nature que le circuit d'anode accordé étudié plus haut ; celui-ci est placé dans la plaque de la première moyenne fréquence et l'attaque de la grille de la deuxième se fait au moyen de la résistance variable de 0 à 5.00000 ohms montée en potentiomètre, à laquelle aboutit le condensateur de liaison qui va, d'autre part, à la grille. La résistance de fuite va au -4 . Ce sont des résistances de la Radio Corporation.

Dans la plaque de la deuxième lampe se trouve le circuit d'accord simple de résonance relié à la grille de la détectrice par le procédé habituel.

La plaque de la détectrice reçoit la self de choc dont nous avons parlé avec, à ses deux extrémités, deux condensateurs de fuite, puis on rencontre le primaire du transformateur de basse fréquence dont le secondaire est polarisé. On a shunté le primaire avec une résistance variable de 0 à 500.000 ohms pour régler le volume du son.

Enfin, on a prévu l'emploi de la basse fréquence en pick-up.

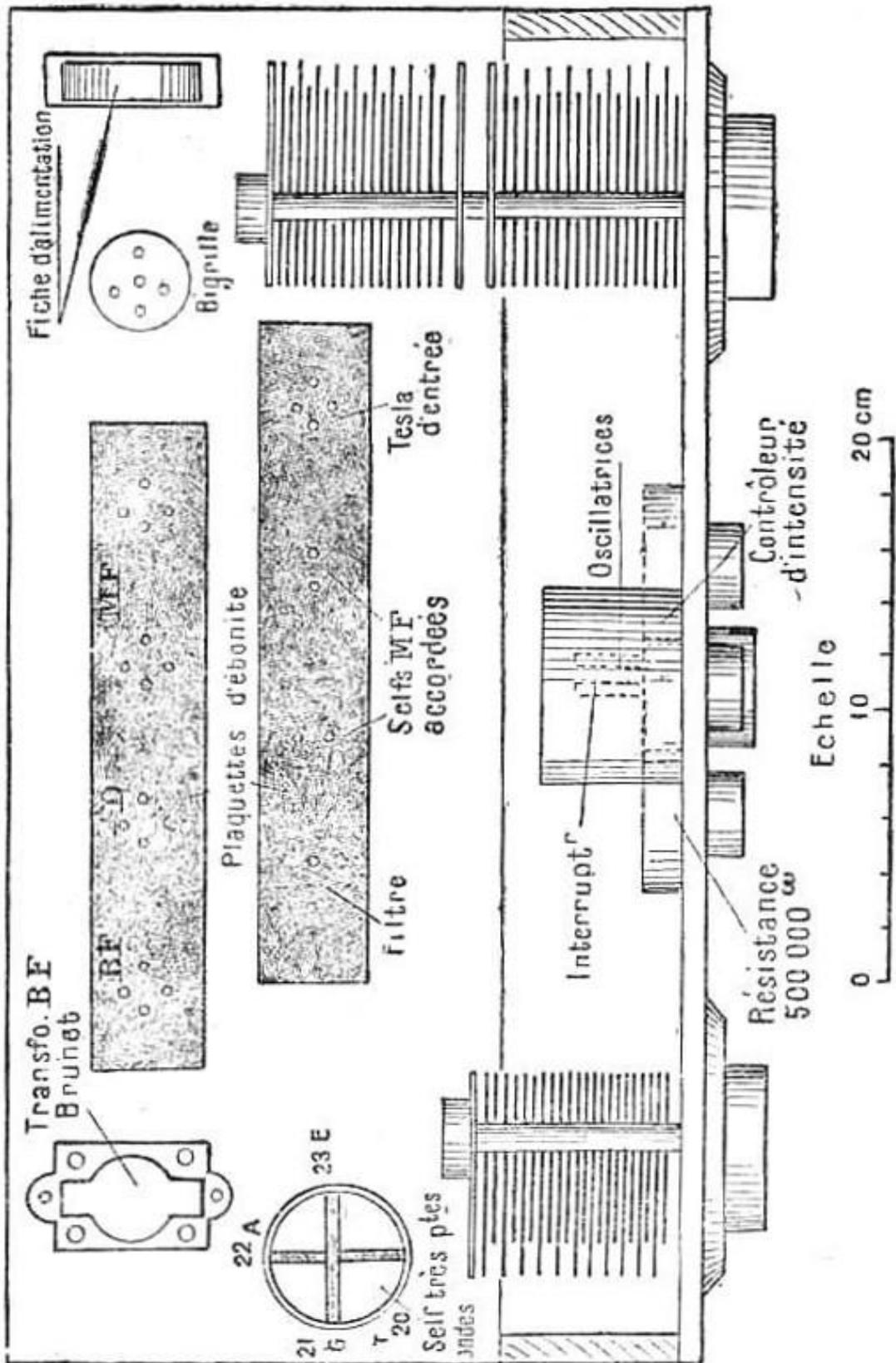


FIG. 391. — Projection verticale du panneau avant

VIII. — RÉALISATION DU POSTE.

On doit se procurer les pièces nécessaires. Il y a avantage à choisir chez le même fournisseur les bobinages qui entrent dans le montage parce que la réalisation est homogène et que la réussite est assurée ainsi.

Nous avons eu entre les mains du matériel Intégra avec des lampes Philips pour lesquelles il a été étudié ; c'est donc lui que les amateurs doivent se procurer s'ils désirent utiliser des lampes de cette marque ; avec tout autre type, le résultat ne serait pas aussi bon.

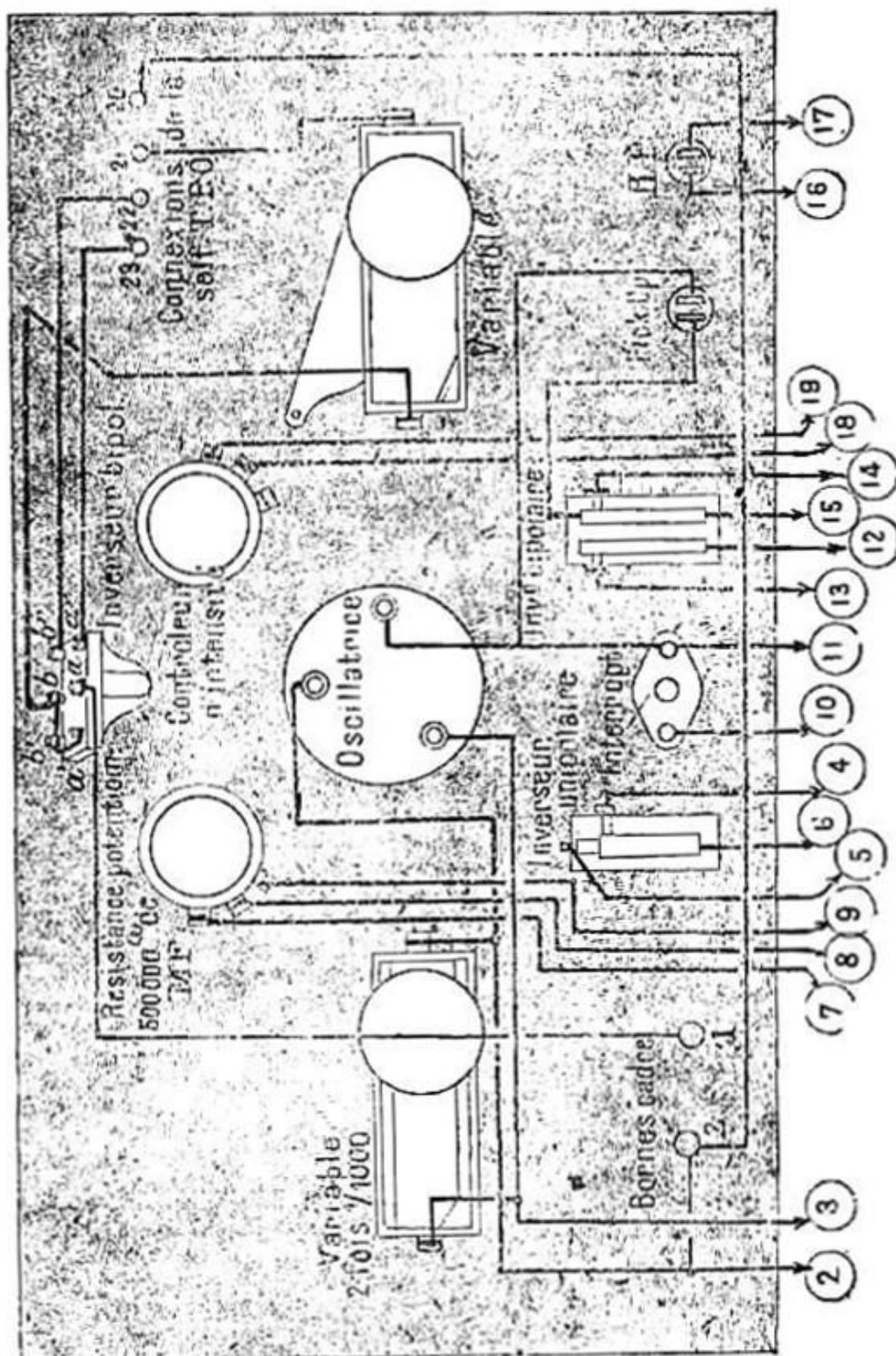
1° *Panneau antérieur.* — Une des premières opérations à faire, après la détermination des dimensions de l'ébénisterie (500/200/300), est de percer le panneau antérieur ou du devant ; c'est lui qui reçoit les organes de réglage ou de contrôle. On se procure chez un bon industriel de l'ébonite en planche ayant 500/200/6 : la maison Beausoleil, dont tous les lecteurs connaissent les articles, en fournit percée à l'avance suivant les indications de l'amateur, ou non percée, le travail devant alors se faire à domicile ; c'est une planche rehaussée de dessins imitant le givre et qui produit un très bel effet. On la perce conformément aux indications du dessin n° 7 qui donne à la fois l'emplacement des trous et leurs dimensions.

2° *Planche intérieure.* — Une planche intérieure 500×180×6, supportée par deux tasseaux 300×50×30 aboutissant aux trous extrêmes du panneau antérieur reçoit tous les organes fixes : à cet effet, elle est percée de deux fenêtres longitudinales que reçoivent des ponts en ébonite où l'on fixe les supports de lampes et de selfs ; on donne à ces ponts 40×180 et ils sont percés de trous dissymétriques disposés identiquement aux douilles ou aux broches des lampes ; le même fournisseur les livre à 3 francs pièce ; les trous reçoivent des douilles pour les lampes, et pas pour les selfs.

Les fenêtres et les ponts sont décalés de manière que les trous de perçage ne soient pas sur la même ligne, ainsi que le fait voir la figure 8.

3° Dès que le panneau du devant est préparé, on le munit de tous les organes de réglage et de commande : cadrans gradués pour condensateur variable, avec tambour et bouton de démultiplication, bouton de commande pour l'oscillatrice, bouton à résistance variable pour le shunt de l'étage de haute fréquence, bouton de résistance pour régler le volume du son, placé en dérivation sur le primaire du transformateur, bornes du cadre, du haut-parleur. On a prévu, ainsi que nous l'avons dit plus haut, un commutateur pour passer de 40 à 80 volts, le fonctionnement sur ondes courtes du changeur de fréquence demandant 80 volts à la plaque de la bigrille ; enfin, en vue de permettre d'utiliser le récepteur pour le fonctionnement en pick-up, dans sa partie basse fréquence, on a placé un commutateur qui donne l'extinction des trois premières lampes ; on ne conserve plus alors que les deux dernières. Ces commutateurs et les jacks pour haut-parleur ou pour pick-up viennent de la maison Ribet et Desjardins, qui, sous la marque « Unic », est déjà connue des lecteurs.

On munit également la planchette antérieure de ses organes et de ses connexions, puis, quand elle est préparée ainsi, on l'assemble avec le panneau antérieur et l'on place les condensateurs variables. L'un de ceux-ci présente une particularité : c'est que la valeur de 0,5/1.000 destinée à l'accord de l'hétérodyne est donnée par deux condensateurs que porte le même axe et qui ont une valeur de 1/1.000 ; comme on les a disposés en série, la résultante est de 0,5/1.000. On a ainsi également l'avantage de diviser par 2 la capacité résiduelle et comme celle-ci est déjà réduite par une construction excessivement soignée, on obtient une limite inférieure de la capacité tellement basse que l'on peut avec une self appropriée parcourir la gamme des ondes depuis 20 mètres jusqu'à 2.000. C'est la maison Arena qui fournit tous les condensateurs variables du récepteur ; leur robustesse va de pair avec leurs qualités électriques excellentes.



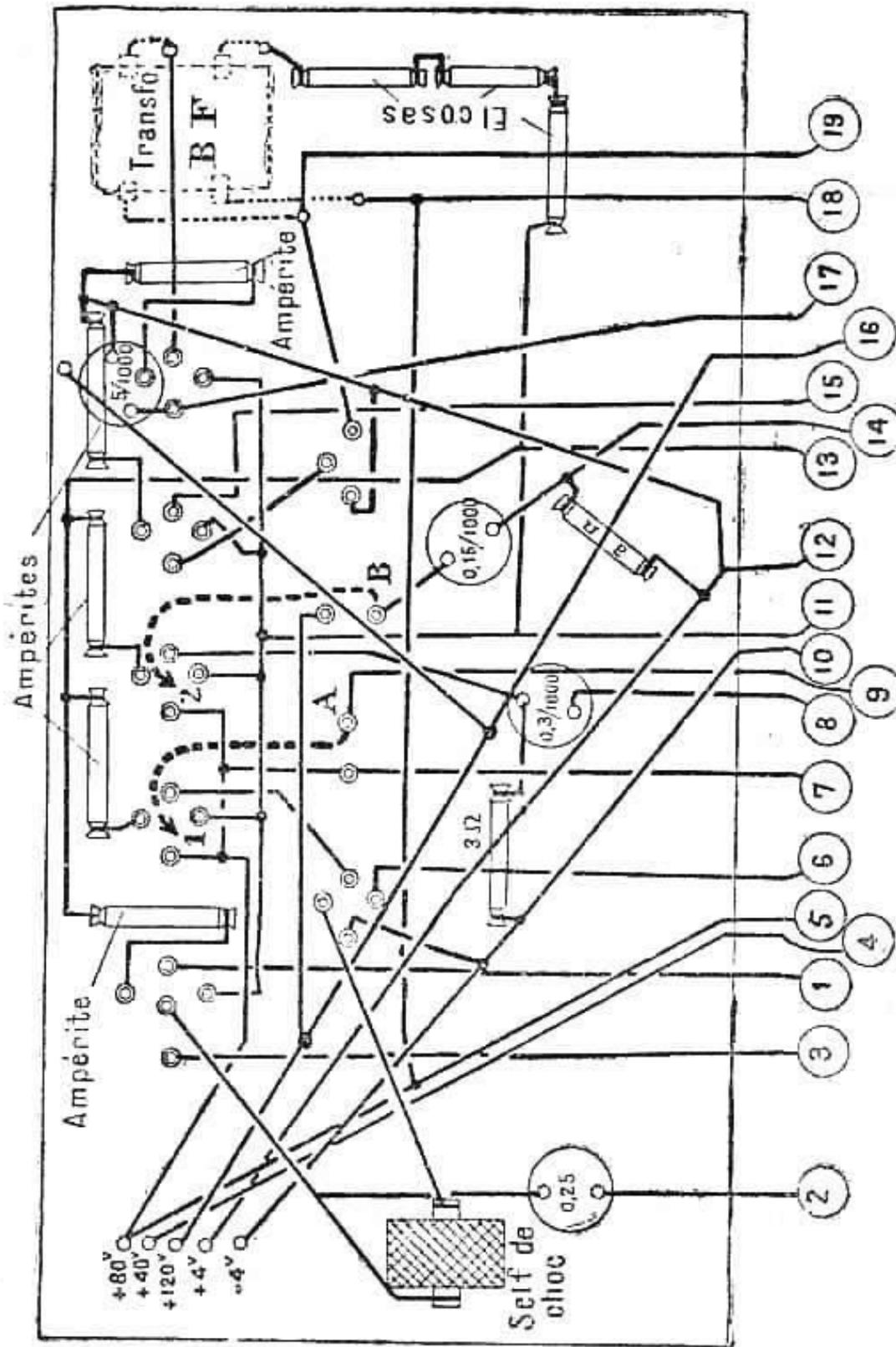


FIG. 393. — Projection horizontale des organes intérieurs. En haut : disposition des organes sur le panneau d'ébonite.

Une petite difficulté s'est présentée : on avait omis de prévoir une borne d'antenne et une bonne terre pour la réception des ondes courtes et il était trop tard pour changer la disposition du panneau antérieur qui était déjà percé de tous ses trous quand on s'est aperçu de l'omission.

On a utilisé simplement les bornes du cadre, mais en adjoignant un commutateur cadre-antenne placé entre les deux résistances variables ; une partie de la self pour ondes courtes, qui est de très petite valeur, et qui ne peut gêner les accords, a été conservée en permanence dans le circuit de l'aérien et la self tout entière n'est utilisée que pour les ondes courtes. La figure 10 donne le schéma. Le commutateur qui nous a servi est celui de la maison Jackson.

Le fil pour connections intérieures, en cuivre carré, rigide, argenté, de 14/10 millimètres de diamètre, les cosses à souder, les vis à bois, les bornes à écrou viennent des établissements Beausoleil, et la fiche d'alimentation, qui est d'une commodité remarquable, vient des établissements Ribet et Desjardins. Les cordons de cette fiche portent les indications correspondant à leur emploi et aucune confusion n'est possible, à moins de faire le contraire de ce qui est recommandé.

Les condensateurs fixes portent la mention « Mikado ». Cette marque a déjà été remarquée sans doute comme fournissant du bon matériel quand on demande des articles de choix.

Enfin, au lieu de rhéostats de chauffage, on se sert d'« ampérites » pour

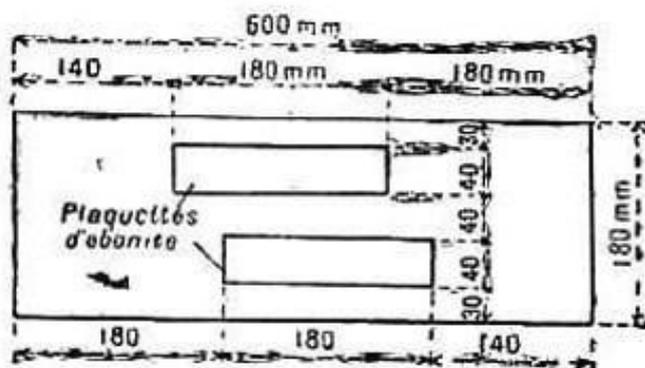


FIG. 394. — Pont d'ébonite.

le réglage de l'intensité dans le filament. On n'a ainsi que deux seuls réglages à faire : manœuvre des deux condensateurs d'accord.

Le cadre a souvent été décrit dans la revue, et nous nous dispenserons de le faire à nouveau : nous nous contenterons d'indiquer les éléments essentiels :

4 enroulements plats séparés par la distance de 6 millimètres entre le 1^{er} et le 2^e, entre le 3^e et le 4^e et par la distance de 12 millimètres entre les 2^e et 3^e.

Chaque enroulement comprend 18 à 20 spires en fil isolé souple de 9/10 de millimètre, la distance entre les spires étant de 5 millimètres.

Dimensions externes du cadre : 500 × 350 millimètres.

Avec ce poste on peut recevoir toute l'Europe,

TABLE DES MATIÈRES

PREMIÈRE PARTIE

RAPPEL DES NOTIONS ÉLÉMENTAIRES SUR L'ÉNERGIE, LE MAGNÉTISME L'ÉLECTRICITÉ

	Pages.
CHAPITRE PREMIER. — DE L'ÉNERGIE	
Mécanique physique	5
Energie	10
Unités	14
CHAPITRE II. — DU MAGNÉTISME	
Définitions, pôles, actions magnétiques...	20
Champ magnétique, lignes de force.....	21
Intensité du champ	22
Flux magnétique, circuit magnétique.....	23
CHAPITRE III. — ÉLECTROSTATIQUE	
Electrisation	24
Actions électriques	25
Champ électrique	26
Potentiel électrique	28
Capacité électrique	29
CHAPITRE IV. — ÉLECTRO-DYNAMIQUE	
Courant électrique, intensité, résistance...	33
Loi d'Ohm, force électromotrice.....	36
Loi d'Ohm généralisée	37
Association des résistances	38
Association des générateurs	39
Shunt	40
Potentiomètre	41
Pertes, puissance.....	42
CHAPITRE V	
CHAMP MAGNÉTIQUE D'UN COURANT	
Existence du champ, direction	43
Solénoïde	44
Flux magnétique d'un courant.....	45
CHAPITRE VI. — INDUCTION MAGNÉTIQUE	
Phénomènes fondamentaux, loi de Lenz..	46
Self-induction, induction mutuelle.....	47
Energie intrinsèque d'un courant.....	48
Courants de Foucault.....	49
CHAPITRE VII	
LE COURANT ALTERNATIF	
Définitions	50
Valeur moyenne et valeur efficace d'un courant, f. e. m. moyenne et efficace....	51
Phase et angle de phase.....	52
Circuit ayant une f. e. m. alternative et une inductance	53
Circuit contenant une f. e. m. alternative, une résistance et une inductance.....	54
Circuit contenant en série une f. e. m. alter- native, une résistance, une inductance et un condensateur	55
Circuit contenant en série une f. e. m., une résistance, une self et une capacité.....	56
Circuit contenant en parallèle un conden- sateur et une résistance suivie d'une impédance	57
Transformateurs	57
CHAPITRE VIII	
LES APPAREILS DE MESURES	
Ampèremètres thermiques, thermo-couple.	59
Ampèremètre magnétique, galvanomètre à cadre mobile, voltmètre.....	60
CHAPITRE IX. — CHARGE ET DÉCHARGE D'UN CONDENSATEUR	
Charge à courant continu	61
Charge à courant alternatif.....	63
Décharge	64
CHAPITRE X. — LES CIRCUITS A RÉSISTANCE OHMIQUE NÉGLIGEABLE	
Circuits isolés fermés	67
Circuits couplés, définition	72
Circuits couplés fermés	76
CHAPITRE XI	
LE CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE	
Faits fondamentaux	79
Propagation des ondes	82
Valeurs des champs à distance	84
Energie rayonnée	86
Hauteur efficace d'une antenne	87
Effet à distance.....	88
Principe d'une communication radioélec- trique	88

DEUXIÈME PARTIE

ÉTABLISSEMENT D'UNE COMMUNICATION RADIOÉLECTRIQUE

CHAPITRE PREMIER		Cas d'une source alternative	98
Généralités	91	Circuit de décharge.....	101
CHAPITRE II		Constitution du circuit oscillant.....	104
PRODUCTION DES COURANTS DE HAUTE FRÉQUENCE PAR LA DÉCHARGE OSCILLANTE DU CONDENSATEUR		Circuit rayonnant, capacité et self propres de l'antenne	105
Principe, choix de la source	95	Onde fondamentale et harmonique.....	106
Etude du circuit de charge : cas d'une source continue	96	Antenne complexe	108
		Calcul d'une antenne chargée	109
		Couplage de l'antenne avec le circuit oscil- lant	111

CHAPITRE III		CHAPITRE VI	
GÉNÉRATION DES COURANTS DE HAUTE FRÉQUENCE PAR LES ALTERNATEURS DE HAUTE FRÉQUENCE		MÉCANISME DE LA RÉCEPTION	
Machine d'Alexanderson	114	Réception des ondes amorties et des ondes entretenues avec détection sur galène...	149
Machine Latour-Bethenod	115	Réception des ondes amorties et des ondes entretenues avec détection par lampe..	154
Multiplication de fréquence	116		
CHAPITRE IV		CHAPITRE VII	
GÉNÉRATION DES COURANTS DE HAUTE FRÉQUENCE PAR L'ARC ÉLECTRIQUE		AMPLIFICATION EN HAUTE, MOYENNE ET BASSE FRÉQUENCE	
Preliminaires	119	Haute fréquence	159
Arc chantant de Duddell.....	121	Amplificateurs avec résistances et capacités.	159
Arc Poulsen	123	— avec impédance et capacités.	165
		— à résonance	166
		— à transformateur	167
		— moyenne fréquence	170
		La réaction et la superréaction.....	172
		Le système neutrodyna.....	176
		Amplification basse fréquence	179
CHAPITRE V		CHAPITRE VIII. — L'ÉMISSION ET LA RÉCEPTION RADIOPHONIQUES	
GÉNÉRATION DES COURANTS DE HAUTE FRÉQUENCE PAR LES TUBES A VIDE		L'émission et la réception radiophoniques.	
Généralités	125		181
Génération des oscillations	136		

TROISIÈME PARTIE

ÉLÉMENTS D'ACCORD ET SOURCES D'ÉNERGIE

CHAPITRE PREMIER		CHAPITRE V. — LE CADRE	
LES MÉTHODES D'ACCORD		LES TRANSFORMATEURS DE BASSE FRÉQUENCE	
Généralités, fondement de l'accord.....	189	Construction	229
Réalisation de l'accord primaire ou d'antenne ou de cadre.....	193	Antenne enterrée	231
Valeur de l'accord	195		
Accord secondaire et étages de résonance.	197		
CHAPITRE II. — LES BOBINES D'ACCORD		CHAPITRE VI	
Généralités, résistance.....	198	LES SOURCES D'ÉNERGIE	
Capacité répartie.....	199	Généralités	246
Construction des bobines circulaires à une couche.....	199	CHAUFFAGE DU FILAMENT.....	247
Construction des bobines circulaires à plusieurs couches	203	Alimentation par les piles	247
Construction des bobines en nid d'abeilles.	204	— par les accumulateurs	252
Construction des bobines enroulements en gabion.....	209	Charge d'un accumulateur par courant continu	255
Construction des bobines enroulements en fond de panier	209	Charge d'un accumulateur par courant alternatif redressé	257
Construction des bobines de selfs variables.	211	Alimentation par courant continu	266
Selfs spéciales à l'émission	215	Alimentation par courant alternatif.....	269
		— — alternatif redressé	273
CHAPITRE III		ALIMENTATION DES PLAQUES	
LES CONDENSATEURS D'ACCORD		Utilisation des piles.....	
Généralités, condensateurs fixes.....	217	— des accumulateurs	277
Condensateurs électrolytiques.....	220	Charge des accumulateurs de plaque.....	277
Condensateurs variables	221	Utilisation du secteur continu 110 volts ..	280
Construction d'un condensateur variable ..	223	— — — 220 — ..	282
		— — alternatif redressé.	284
CHAPITRE IV. — L'ANTENNE		ALIMENTATION TOTALE	
Généralités, résistance de rayonnement, résistance ohmique	227		286
Effet directif.....	228		

QUATRIÈME PARTIE

APPLICATIONS AUX POSTES ÉMETTEURS ET AUX POSTES RÉCEPTEURS

	Page s.
CHAPITRE PREMIER	
LES POSTES ÉMETTEURS A LAMPES	
Généralités. Puissance à demander à une lampe	289
Montage Hartley	292
— Colpitt	295
— inductif	296
— à lampe pilote	296
CHAPITRE II. — LA CONSTRUCTION DES POSTES RÉCEPTEURS	
Le récepteur à galène	299
Les amplificateurs sans lampe	302
Amplificateurs par lampes : procédés généraux	303
Récepteur à 1 lampe	304
— 2 lampes	306
— 3 —	307
— 4 —	308
— 5 —	309
— 6 — superhétérodyne	310
Montages spéciaux	313
Montage Reinartz	314
— Fleweling	314
— Cockaday	314
— à surréaction	315
— à double réaction	315
Récepteur Ferrix	315
— Péricaud	316
Filtres en haute fréquence	317
Réception des ondes courtes	318
Aérien, système d'accord	318
Système symétrique	319
— à surréaction	319
CHAPITRE III	
RÉALISATIONS PRATIQUES	
Construction d'un récepteur à 3 lampes	320
— — amplificateur B. F. à 2 lampes. — Pic-kup	326
Construction d'un changeur de fréquences-toutes ondes à 5 lampes	326

POUR AVOIR...

DES CHARGEURS D'ACCUS
robustes, simples et esthétiques,

DES TRANSFORMATEURS
pour tous les usages,

DES ALIMENTATIONS
TOTALES

donnant des auditions pures
et puissantes,

DES TENSIONS ANODIQUES
parfaites,

N'HÉSITÉZ PAS
ADRESSEZ-VOUS
AU SPÉCIALISTE

ÉTABLISSEMENTS DÉRI

181, Boulevard Lefebvre, 181

PARIS-15^e



TOUTES LES PIÈCES DÉTACHÉES ET ACCESSOIRES

dont vous avez besoin pour tous les montages vous seront expédiés à lettre lue.

Service spécial d'expéditions pour la province garanties en 48 heures.

Demandez notre

CATALOGUE GÉNÉRAL

et nos notices concernant nos chargeurs d'accus, nos tensions plaques et nos boîtes d'alimentation totale, qui vous seront envoyés gratuitement.

Nouvelles conditions de gros imbattables, accordées aux Electriciens, Monteurs, Artisans, Membres du Radio-Club.

RADIO • LIRIX

17. Av. JEAN-JAURES. PARIS
NORD. 26.56 METRO. JAURES

Tous Sans- Filistes

La Revue du véritable amateur de T. S. F.

paraît tous les Samedis
et publie chaque semaine :

**Le schéma d'un poste
parfaitement étudié.**

Les rubriques tant appréciées des
Conseils du Technicien
et des

**Tuyaux du Bricoleur
Sans-Filiste.**

Des rubriques humoristiques,
des enquêtes signées des meilleurs
journalistes de la T. S. F., des
études techniques et pratiques
et les

**PROGRAMMES DÉTAILLÉS
des Postes Français et Européens.**

En utilisant le Bon ci-dessous,
vous pouvez souscrire un

ABONNEMENT SPÉCIAL
de 3 mois au prix de
5 francs.

(Soit à peine 40 centimes le numéro
au lieu de 75 centimes.)

M. le Directeur de "Tous Sans-Filistes",
43, rue de Dunkerque, Paris-X^e.

Ci-inclus veuillez trouver :

ou bien : Je verse d'autre part à votre compte
chèque postal 259-10 la somme de 5 francs
pour un abonnement spécial de 3 mois à servir à :

M. _____

Rue _____ N° _____

à _____

Département _____

SIGNATURE :

COLLECTION DES CONNAISSANCES PRATIQUES

I

LES APPLICATIONS DE LA CHIMIE A LA VIE DOMESTIQUE

par R. CHAMPLY.
200 pages. - 60 illustrations.

II

LE TRAVAIL DU BOIS A LA PORTÉE DE TOUS

par P. DAHAN.
170 pages. - 100 illustrations.

III

CONSTRUISEZ VOTRE PETIT MATÉRIEL ÉLECTRIQUE

par R. CHAMPLY.
200 pages. - 100 illustrations.

IV

L'ABONDANCE AU JARDIN PAR LES ENGRAIS

par G. CHARRIÈRE.
200 pages.

V

TOUTES LES APPLICATIONS DE L'ÉLECTRICITÉ A LA MAISON

par L. SANTONI.
200 pages. - 150 illustrations.

VI

COMMENT ÉTABLIR, EMBELLIR, ENTRETIENIR
toutes les sortes de
PARQUETS, PLAFONDS, PAROIS

par R. LISTEL.
180 pages. - 200 illustrations.

VII

COMMENT SOIGNER VOTRE AUTO
LA CONDUIRE, LA DÉPANNER, L'ENTRETIENIR

par M. ALBIN.
200 pages. - 60 illustrations.

VIII

LES CENT PLANTES QUE VOUS DEVEZ CONNAITRE

par R. THEVENIN.
160 pages. - 100 illustrations.

CHAQUE VOLUME FRANCO : Franco, 7 francs ; Étranger, 8 francs.

Société Parisienne d'Édition, 43, rue de Dunkerque, Paris-10^e.