

Auteur ou collectivité : Maurer, Paul Jean Baptiste
Auteur : Maurer, Paul Jean Baptiste (1885-19..)
Titre : Radiotélégraphie pratique et radiotéléphonie

Adresse : Paris : Dunod, 1924
Collation : 1 vol. (VIII-431 p.) ; 24 cm
Cote : CNAM-BIB 8 Ca 566
Sujet(s) : Télégraphie sans fil ; Radiotéléphonie
Langue : Français

Date de mise en ligne : 18/07/2018
Date de génération du document : 18/7/2018

Permalien : <http://cnum.cnam.fr/redir?8CA566>



Droits réservés au Cnam et à ses partenaires



Droits réservés au Cnam et à ses partenaires

RADIOTÉLÉGRAPHIE
PRATIQUE
ET
RADIOTÉLÉPHONIE

Broché: 38 francs. — Reliure: 5 fr. en sus.

E. — EL.

8^e Ca. 566.

RADIOTÉLÉGRAPHIE

PRATIQUE

ET

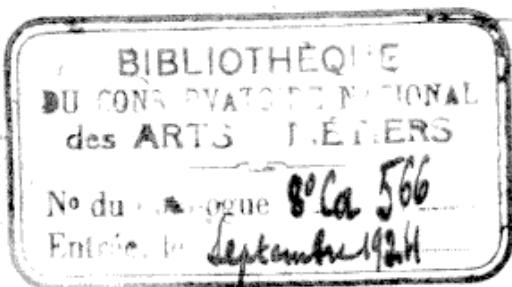
RADIOTÉLÉPHONIE

PAR

P. MAURER

INGÉNIEUR A LA COMPAGNIE PARISIENNE DE DISTRIBUTION D'ÉLECTRICITÉ
PROFESSEUR A L'ÉCOLE D'ÉLECTRICITÉ BRÉGUET
ET A L'ÉCOLE D'ÉLECTRICITÉ ET DE MÉCANIQUE INDUSTRIELLES DE PARIS

DEUXIÈME ÉDITION REVUE ET AUGMENTÉE



PARIS

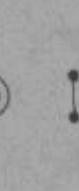
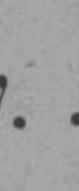
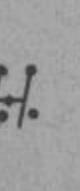
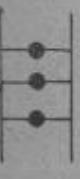
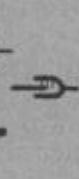
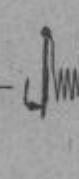
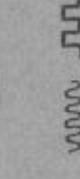
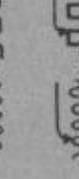
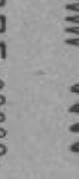
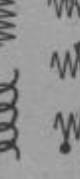
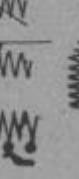


92, RUE BONAPARTE (VI)

1924

Tous droits de reproduction, de traduction et d'adaptation réservés pour tous pays.
Copr. by Dunod 1923.

TABLEAU DES ABRÉVIATIONS

	Antenne en général.
	Batterie de piles ou accumulateurs.
	Condensateur fixe.
	Condensateur variable.
	Récepteur téléphonique.
	Fil fusible.
	Bârette ou shunt.
	Interrupteur à plot de repos.
	Interrupteur unipolaire.
	Interrupteur bipolaire.
	Manipulateur à plot de repos.
	Alternateur.
	Généatrice ou moteur à courant continu.
	Voltmètre ou ampèremètre.
	Lampes à incandescence.
	Arc ou arcs en série.
	DéTECTEUR électrolytique.
	DéTECTEUR en général.
	Électro-aimant avec son armature.
	Microphone.
	Résistance non inductive fixe.
	Résistance non inductive variable.
	Self-induction ou bobine de self.
	Self-induction à spires variables.
	Transformateur avec fer.
	Bobines de réactance variable.
	Bobines à couplage variabile.

INTRODUCTION

1^{re} édition.

La radiotélégraphie n'était encore il y a quelques années qu'une découverte imprécise, faite de tâtonnements, mais avec les progrès réalisés avant et pendant la guerre, avec les ondes entretenues, elle est devenue une véritable science d'une importance telle, qu'il paraîtrait difficile de la traiter en un seul volume.

Nous en avons pourtant groupé tous les éléments dans cet ouvrage, et nous avons voulu créer un ensemble pratique, facile à comprendre, et contenant aussi peu de formules que possible. Nous avons tenu à ce qu'il s'adresse à tous, à ceux qui veulent acquérir des notions sérieuses de T. S. F., à ceux enfin qui désirent se perfectionner et connaître les éléments nouveaux de cette nouvelle branche. Il tient le juste milieu, d'une part entre l'ouvrage trop élevé, qui fait de la T. S. F. un ensemble de formules mathématiques arides et obscures, et d'autre part le volume purement pratique, contenant juste ce qu'il faut pour établir un poste récepteur.

L'ouvrage se divise en quatre parties distinctes.

La première contient des données générales sur les oscillations électromagnétiques. Il nous a semblé préférable de prendre comme point de départ le courant alternatif, mettant ainsi le lecteur en présence de faits connus, d'où dérivent les théories actuelles de la radiotélégraphie. Nous l'avons fait en traitant la question avec le minimum de formules et le maximum d'analogies.

Dans la deuxième partie, nous appliquerons ces notions à la radiotélégraphie.

Dans la troisième partie, nous étudierons pratiquement l'émission, la réception avec ses dispositifs nouveaux, les ondes entretenues, la direction des ondes et les systèmes principaux de radiotélégraphie. Dans un chapitre spécial nous expliquerons les divers systèmes de radiotéléphonie.

Enfin la quatrième partie montrera l'utilisation de la radiotélégraphie à la guerre, à la marine, etc..., et décrira les mesures pratiques réalisées en T. S. F., la recherche des défauts et les essais des tubes à vide.

2^e édition.

Dans cette seconde édition, nous avons modifié l'ensemble de l'ouvrage pour permettre d'une part le développement des applications les plus récentes des tubes à vide, et d'autre part, l'étude des perfectionnements importants qui sont venus bouleverser la technique de la Radiotélégraphie et de la Radiotéléphonie.

Nous espérons ainsi que cette nouvelle édition, complètement revue, trouvera aussi bon accueil que la première, auprès des radiotélégraphistes et de tous les techniciens de la Télégraphie sans fil.

Nous tenons à remercier toutes les personnes qui ont bien voulu nous faciliter cette tâche, et en particulier la direction des principaux journaux de Télégraphie sans fil.

RADIOTÉLÉGRAPHIE ET RADIOTÉLÉPHONIE

CHAPITRE PREMIER

GÉNÉRALITÉS SUR LES OSCILLATIONS ÉLECTROMAGNÉTIQUES

Courant alternatif. — Soit un champ magnétique (*fig. 1*), de direction et d'intensité h . Considérons une spire dont le plan est perpendiculaire au plan de la figure et par conséquent à la direction du champ magnétique h . Le flux d'induction qui traverse la spire aura pour valeur hs , s étant la surface de la spire. Si on incline la spire, de telle façon que la nouvelle position fasse un angle α avec la position première, le flux traversant la nouvelle surface sera égal au flux traversant une surface s' , dont le plan est perpendiculaire à la direction du champ, et qui est égale à la projection de s sur le plan perpendiculaire, c'est-à-dire $\Phi = hs'$ ou $= hs \cos \alpha$.

Si la spire tourne d'un mouvement de rotation uniforme autour du diamètre normal au plan de la figure, on aura :

$$\Phi = hs \cos \omega t$$

puisque α est proportionnel au temps et que ω désigne la vitesse angulaire.

La force électromotrice d'induction aura pour valeur la variation du flux pendant l'unité de temps, soit suivant la loi de Lenz :

$$E = -\frac{d\Phi}{dt} = \omega sh \sin \omega t,$$

ou en fin de calcul si nous posons :

$$E_0 = \omega sh.$$

$$E = E_0 \sin \omega t.$$

P. MAURER.

I

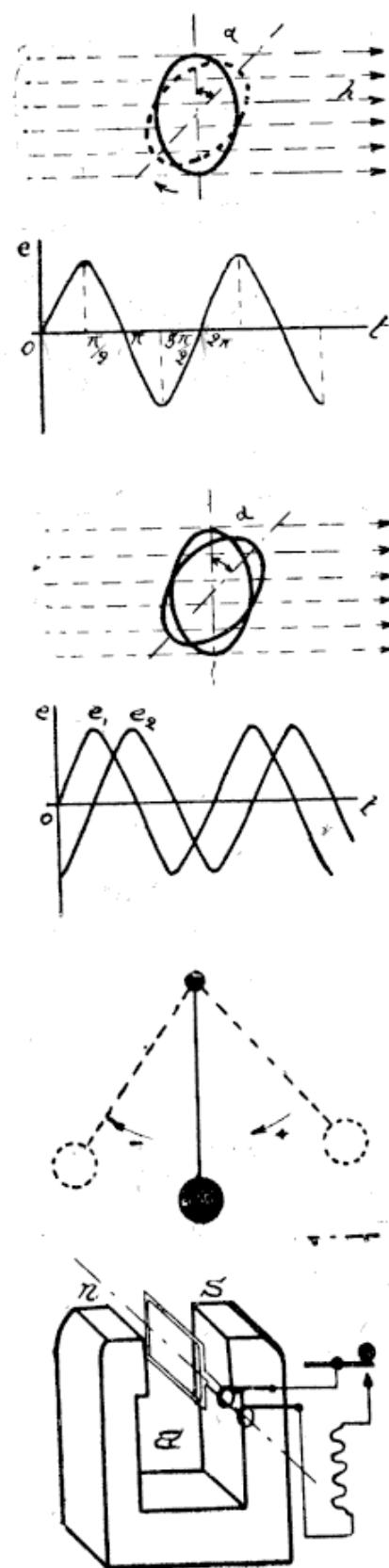


Fig. 1.

Quand la valeur de la force électromotrice induite satisfait rigoureusement à la formule précédente, on peut la représenter graphiquement par une courbe appelée sinusoïde (*fig. 1*). On voit que la force électromotrice passe par des valeurs positives croissantes, atteint le maximum au temps $\frac{\pi}{2}$, puis sa valeur décroît

jusqu'à π où elle est nulle ; elle devient ensuite négative au delà de π , pour revenir nulle à 2π . Elle aura ainsi effectué ce que l'on peut appeler une oscillation complète, présentant tous les caractères d'un état appelé état oscillatoire.

Pour préciser cet état, on peut le comparer à un pendule d'horloge qui partant de sa position d'équilibre atteint une valeur maximum négative, revient à cette position d'équilibre, pour atteindre ensuite une valeur maximum positive. La même courbe pourrait représenter ses différentes positions par rapport au temps, si l'on compte comme positifs les déplacements à droite de la position d'équilibre, et comme négatifs les déplacements à gauche.

Si on considère maintenant la spire précédente *a* (*fig. 1*) mise en communication à l'aide de deux bagues avec une résistance non inducitive, quand la spire tourne entre les pôles de l'aimant *ns*, la force électro-

motrice d'induction a la valeur que nous avons montré précédemment ; lorsqu'on fermera le circuit sur la résistance, le courant qui circulera dans la résistance sera à tout moment proportionnel à la force électromotrice induite. Un tel courant est appelé courant alternatif, et la loi d'Ohm peut s'appliquer au circuit fermé.

Le champ magnétique créé par un tel courant aura une intensité proportionnelle aux variations du courant et sera donc alternatif.

Fréquence. — Au temps 2π (*fig. 1*) on constate que la courbe de la force électromotrice induite repasse par les mêmes valeurs. Cette durée d'une oscillation complète est appelée la période.

Si T est la valeur de cette durée on a, comme on sait,

$$\omega T = 2\pi,$$

d'où T la période $= \frac{2\pi}{\omega}$.

On peut tirer aussi $\omega = \frac{2\pi}{T}$ = pulsation.

La fréquence f est le nombre de périodes par seconde. Si on a :

$$f \times T = 1 \quad f = \frac{1}{T},$$

c'est donc l'inverse de la période.

La fréquence se déduit très facilement dans le cas de machines à courant alternatif en mesurant le nombre de tours et à l'aide du nombre de pôles.

Quand la fréquence est du même ordre que celles des vibrations acoustiques, on peut la déduire par comparaison avec des vibrations d'un diapason de fréquence connue.

Dans certains cas on utilise des oscillosgraphes.

Amplitude. Oscillations amorties et entretenues. — Dans la figure 1, on voit que la force électromotrice induite passe par une valeur maximum au temps $\frac{\pi}{2}$ pour décroître ensuite. Cette valeur maximum ou intensité maximum est appelée l'amplitude. Si cette amplitude reste constante pour chaque période, l'oscillation est dite non amortie ou entretenue. L'exemple de la spire précédente ou du pendule représente des oscillations non amorties. Au con-

traire si l'amplitude décroît à chaque période (cas d'un pendule oscillant librement), l'oscillation est dite amortie.

L'amplitude peut se mesurer à l'aide d'oscillographes. Le tube

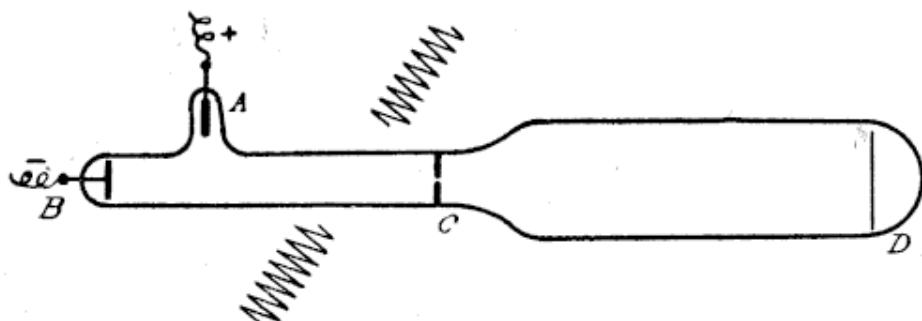


Fig. 2.

de Braun (fig. 2) en est un type. Il se compose d'un tube présentant une partie renflée, où se trouve un disque fluorescent D. Si le vide est fait dans le tube et si on relie une machine à influence à l'anode A d'une part, et à la cathode B d'autre part, un faisceau de rayons cathodiques traversera le diaphragme C et produira un point lumineux sur le disque D. La tache lumineuse peut être déviée par un champ magnétique agissant normalement à l'axe du tube. La grandeur de la déviation de la tache sera proportionnelle à l'intensité du champ magnétique. Dans le cas qui nous occupe, le courant est envoyé dans deux bobines horizontales et la tache lumineuse dévie proportionnellement au courant qui traverse les bobines. Il est facile, après étalonnage, de déterminer l'amplitude.

L'application pratique peut se faire en recevant directement le faisceau sur une plaque photographique. On peut aussi à l'aide de dispositifs spéciaux déterminer une trajectoire d'assez grande longueur permettant des mesures de grandeur et de temps plus minutieuses.

Phase. — En plaçant dans le dispositif de la figure 1 deux spires identiques, mais décalées l'une par rapport à l'autre, d'un angle α , et en faisant tourner le système, la force électromotrice induite dans les deux spires sera égale, mais les valeurs maxima ne se présenteront pas au même instant, on peut donc dire que ces deux forces électromotrices e_1 et e_2 sont décalées l'une par rapport à l'autre d'un angle α .

La différence de phase peut aussi se déterminer à l'aide du tube de Braun, mais avec 4 bobines disposées, deux horizontalement, deux verticalement.

Générateurs d'oscillations. — En réunissant la spire de la figure 1 à un circuit, on a vu que ce circuit était parcouru par un courant alternatif ; quand on fait tourner la spire d'un mouvement uniforme, le courant est proportionnel à la force électromotrice induite.

Le système ainsi constitué prend le nom d'alternateur.

Les alternateurs industriels se composent en général d'un inducteur produisant le champ magnétique, alimenté par une source auxiliaire, et d'un induit supportant plusieurs spires convenablement disposées. Si l'inducteur a plusieurs pôles, la période sera égale au temps que met une spire à passer d'un pôle au pôle consécutif de même nom. Si N est le nombre de tours par seconde et $2p$ le nombre de pôles :

$$\text{on a :} \quad f = pN.$$

Les fréquences industrielles sont de 25, 50..., 120 périodes par seconde.

Un alternateur peut être monophasé comme dans le cas précédent. En disposant deux bobines à angle droit, on recueillerait deux courants décalés de $\frac{\pi}{2}$ c'est-à-dire diphasés. A l'aide de 3 bobines on pourrait obtenir des courants hexaphasés ou triphasés.

La forme des ondulations produites ne suit pas rigoureusement la loi du sinus. Elle est en général plus complexe, et présente des variations dues aux surfaces polaires de l'inducteur, aux évidements du noyau de l'induit, à l'action des bobines, etc...

Intensité efficace et force électromotrice efficace. — La chaleur produite par un courant continu dans un circuit déterminé est égale à RI^2t . Lorsqu'on fait passer dans le même circuit un courant alternatif qui détermine la même quantité de chaleur pendant la même durée, sa valeur correspond à l'Intensité efficace. On trouve que l'Intensité efficace est liée au courant maximum par la formule :

$$I_{\text{eff.}} = \frac{I_0}{\sqrt{2}}$$

valeur évidemment plus petite que celle du courant maximum.

De même la force électromotrice efficace est liée à la force électromotrice maximum par la formule $E_{\text{eff.}} = \frac{E_0}{\sqrt{2}} = 0,707 E_0$.

Les ampèremètres et les voltmètres à courant alternatif mesurent respectivement l'intensité efficace et la force électromotrice efficace.

Propriétés des courants alternatifs. — Considérons un circuit (*fig. 3*) alimenté par une machine à courant alternatif et intercalons sur un des fils un inverseur, permettant de mettre en circuit, soit un fil de résistance donné R non inductif, et une série de lampes à incandescence, soit une bobine à noyau B et la même série de lampes à incandescence.

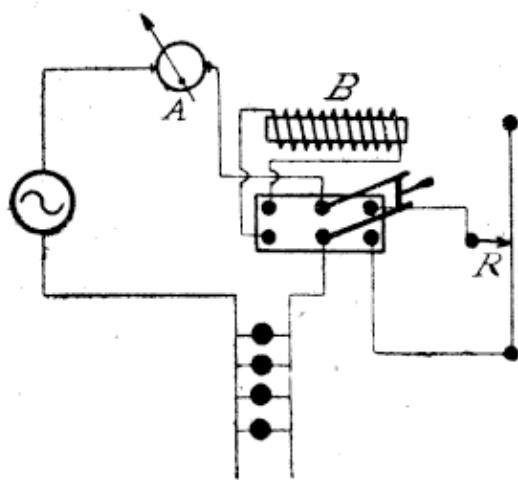


Fig. 3.

Intégrons sur un des fils un inverseur, permettant de mettre en circuit, soit un fil de résistance donné R non inductif, et une série de lampes à incandescence, soit une bobine à noyau B et la même série de lampes à incandescence.

Circuit sans self-induction ni capacité. — Si la résistance R est convenablement calculée et si la force électromotrice est suffisante, quand l'inverseur sera sur la position résistance, les lampes brilleront et l'ampèremètre A indiquera une certaine déviation correspondant à la loi d'Ohm. La puissance, analogue à celle que l'on obtient dans le cas du courant continu, a pour expression :

$$P = E_{\text{eff.}} \times I_{\text{eff.}} \quad \text{avec} \quad I_{\text{eff.}} = \frac{E_{\text{eff.}}}{R'}$$

Il y a concordance de phase entre la différence de potentiel et l'intensité de courant.

Circuit avec self-induction et résistance. — En inversant le commutateur, nous intercalons la bobine B , on constate alors que la déviation à l'ampèremètre A est moins grande et les

lampes ne s'allument plus. On conçoit facilement que la loi d'Ohm n'est plus applicable dans ce cas, et qu'un autre facteur résistant entre en jeu. On sait en effet qu'un circuit traversé par un courant crée un champ magnétique dont l'intensité est proportionnelle à celle du courant. Dans le cas des courants alternatifs, le courant traversant ce circuit est variable et par conséquent le champ produit sera lui-même variable. Le circuit étant placé dans son propre champ, il embrassera évidemment un flux variable qui créera dans le fil un courant induit s'opposant à la variation du courant principal, d'après la loi de Lenz. Le phénomène de la self-induction, appelé à juste titre l'inertie électrique, permet une comparaison facile avec les corps présentant une certaine inertie au mouvement.

Elle emmagasine une certaine quantité d'énergie sous forme d'énergie cinétique.

Dans les circuits à courant alternatif possédant de la self-induction, celle-ci interviendra comme une résistance.

On démontre en effet que la force contre-électromotrice due à la self-induction produit dans le circuit un courant i de même période que le courant principal, mais décalé d'un $1/4$ de période en arrière.

Le courant I résultant dû aux effets combinés de la force électromotrice agissante et de la force contre-électromotrice de la self-induction, et qu'on peut considérer comme étant à chaque instant la somme algébrique de deux courants (celui que produirait la force électromotrice agissante si le circuit n'offrait qu'une résistance ohmique, et celui dû à la force contre-électromotrice de self-induction), aura même période que la force électromotrice E (*fig. 4*) mais sera décalé en arrière d'une quantité φ .

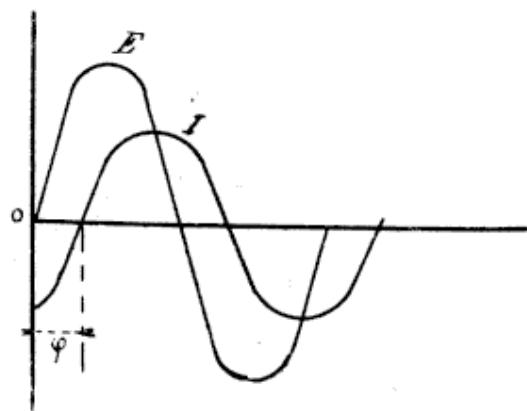


Fig. 4.

En cherchant la valeur de $I_{\text{eff.}}$, cette intensité a la valeur plus faible :

$$I_{\text{eff.}} = \frac{E_{\text{eff.}}}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}$$

On voit ici que la valeur de la résistance ohmique de la loi d'Ohm est remplacée par une valeur plus grande, qui diminue le courant.

$\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$, où L est le coefficient de self-induction du circuit est appelé résistance apparente ou impédance, et s'exprime en ohms.

Le retard introduit par la self-induction entre la force électromotrice agissante et le courant est donné par l'angle φ , soit :

$$\tan \varphi = \frac{\omega L}{R}$$

La puissance réelle est alors :

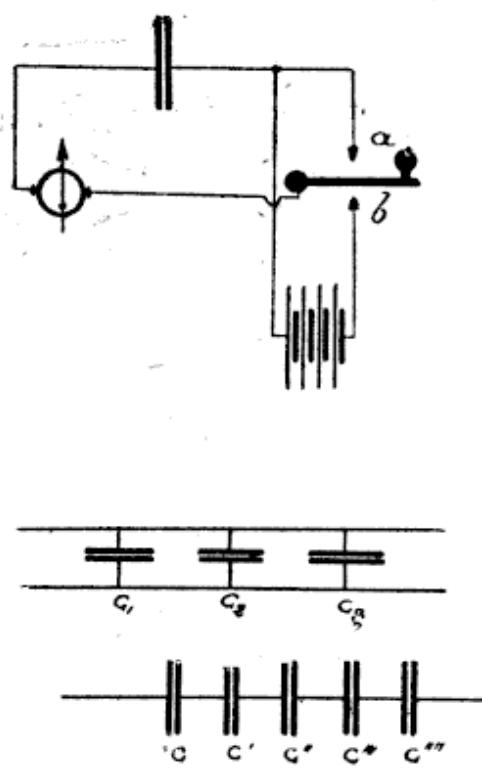


Fig. 5.

$$P = E_{\text{eff.}} I_{\text{eff.}} \cos \varphi,$$

$\cos \varphi$ est appelé le facteur de puissance.

Condensateurs. — Deux corps conducteurs et isolés, mis en communication avec une source d'électricité, emmagasinent une certaine quantité d'électricité. L'expérience est facile à faire (fig. 5). Considérons une batterie de piles, dont les extrémités sont reliées à deux plaques métalliques isolées, par l'intermédiaire d'un interrupteur en b et d'un galvanomètre. Si le circuit est fermé, le galvanomètre dévie légèrement, mais sa durée de déviation est

très courte. En fermant l'interrupteur en a , il se produit un courant de sens contraire et égal au premier. On en conclut que

dans la première expérience (période de charge), il s'est emmagasiné une certaine quantité d'électricité qui a été remise en liberté dans la deuxième partie de l'expérience (période de décharge). Il y a donc eu condensation de l'électricité. Par analogie un ressort accumule une certaine quantité d'énergie potentielle (quand on le bande), qui peut se transformer en énergie cinétique (dès qu'on le lâche).

Pour un condensateur de dimensions données, si la force électromotrice de la pile varie, la quantité d'électricité devient proportionnelle. On peut donc écrire que la capacité du condensateur est égale au rapport de la quantité d'électricité à la force électromotrice. Soit $C = \frac{Q}{E}$.

D'autre part la capacité d'un condensateur dépend de la nature du diélectrique qui sépare les plaques, elle est proportionnelle à la surface des plaques et inversement proportionnelle à la distance qui les sépare. Pour un condensateur plan on trouve :

$$C = K \frac{S^{\text{cm}^2}}{4\pi e^{\text{cm}}}.$$

K est appelé le pouvoir inducteur spécifique. Il a été déterminé en prenant l'air, comme isolant de comparaison. Les pouvoirs des différents diélectriques, les plus en usage, sont :

air : 1	ébonite : 2,1 à 2,8	caoutchouc vulcanisé : 2,7
mica : 6	paraffine : 2,1	gutta-percha : 4
verre blanc ; 3 à 7	caaaoutchouc pur : 2,2	gomme laque : 3,3.

L'unité de capacité est le farad; on emploie plutôt dans la pratique le micro-farad (1 farad $\times 10^{-6}$).

Les condensateurs peuvent se grouper soit en série, soit en parallèle.

Dans le couplage en parallèle (*fig. 5*) toutes les armatures positives sont réunies entre elles ainsi que les armatures négatives. On forme ainsi un condensateur unique résultant de l'association des condensateurs élémentaires.

$$C = c_1 + c_2 + c_3 = nc_1 \quad (\text{si } c_1 = c_2 = c_3.)$$

Dans le couplage en série (*fig. 5*) les condensateurs sont montés à la suite les uns des autres, on obtient ainsi :

$$\frac{I}{C} = \frac{I}{c_1} + \frac{I}{c_2} + \frac{I}{c_3}$$

$$\text{si } c_1 = c_2 = c_3 \quad \text{on a} \quad \frac{I}{C} = \frac{3}{c_1} \quad \text{ou} \quad C = \frac{c_1}{3}.$$

Ce dernier montage est utilisé pour mettre en jeu de grandes tensions de charge.

L'énergie W fournie à un condensateur pendant la charge est égale à la quantité d'électricité Q multipliée par la différence de potentiel moyenne (variant de 0 au commencement de la charge à E à la fin de la charge, soit $\frac{E}{2}$).

$$W = Q \times \frac{E}{2} \quad \text{et comme} \quad Q = CE.$$

$$W \quad \text{devient} \quad CE \times \frac{E}{2} \quad \text{ou} \quad \frac{1}{2}CE^2.$$

Cette énergie se retrouve à la décharge. On conçoit qu'on puisse augmenter l'énergie en augmentant la tension de charge E ou la capacité C .

Circuit avec capacité. — Les relations étudiées précédemment ne peuvent pas s'appliquer aux circuits avec capacité. Lorsqu'on branche (*fig. 6*) aux bornes d'une source à courant alternatif un circuit contenant deux lampes à incandescence, un ampèremètre et un condensateur, on constate, quand le circuit est fermé, que les lampes s'allument et l'ampèremètre dévie, alors que dans l'expérience avec du courant continu, on n'aurait constaté qu'un courant momentané.

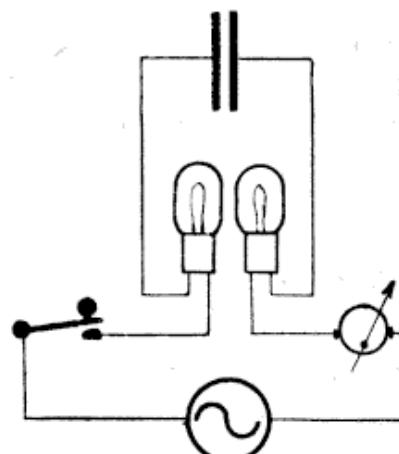


Fig. 6.

On conçoit facilement que sous l'influence d'une tension alternative, le condensateur se chargera et se déchargera alternativement suivant le sens du courant. Un condensateur n'arrête donc pas un courant alternatif, mais le courant n'a pas la même valeur.

Si le circuit contient une résistance R et une capacité C , on démontre que l'intensité est en avance sur la différence de potentiel qui lui donne naissance,

et on trouve que :

$$I_{\text{eff.}} = \frac{E_{\text{eff.}}}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2\omega^2}}}.$$

Le condensateur agit ici comme une inductance négative et l'expression $\frac{1}{\omega C}$ est appelée la capacitance et s'exprime en ohms.

L'angle φ de décalage est donné par sa tangente :

$$\tan \varphi = \frac{\frac{1}{C\omega}}{R} = \frac{1}{RC\omega}.$$

Circuit ayant self-induction, résistance et capacité. — Dans ce cas général la self-induction tend à retarder le courant, tandis que la capacité tend à le décaler en avant.

On peut donc imaginer un circuit (fig. 7) contenant à la fois capacité et self-induction et où ces deux éléments tendront à s'équilibrer.

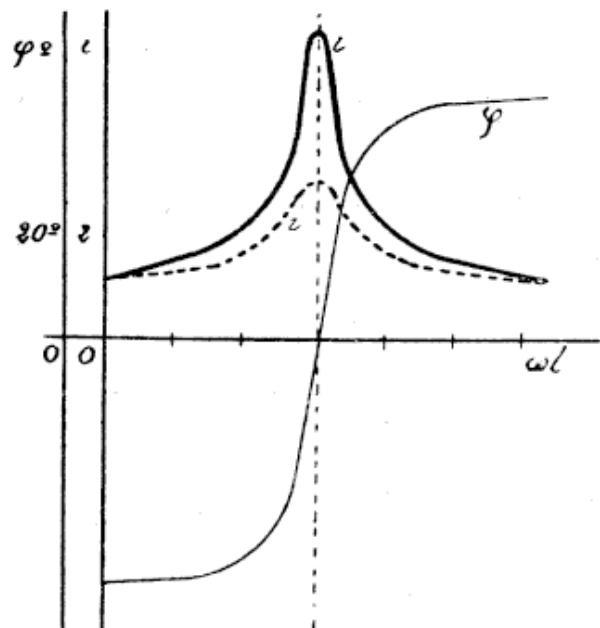
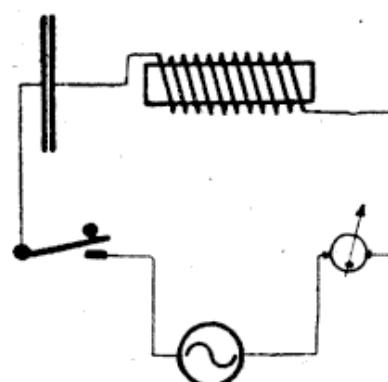


Fig. 7.

L'impédance prend ici une autre valeur égale à :

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

Le courant I sera décalé en arrière de E, si les effets de la self-induction sont plus forts, c'est-à-dire si ωL est plus grand que $\frac{I}{\omega C}$, ou si $\omega L - \frac{I}{\omega C}$ est positif.

Au contraire le courant I sera décalé en avant de E si :

$$\omega L - \frac{I}{\omega C} \text{ est négatif.}$$

L'expression $\omega L - \frac{I}{\omega C}$ s'appelle la réactance. La différence de phase est donnée par :

$$\tan \varphi = \frac{\omega L - \frac{I}{C\omega}}{R}.$$

Résonance. — Lorsque les effets de la capacité équilibrivent exactement les effets de la self-induction, l'inductance doit égaler la capacitance, et on doit avoir :

$$\omega L = \frac{I}{\omega C} \quad \text{ou} \quad \omega L - \frac{I}{C\omega} = 0,$$

la réactance est donc nulle et l'impédance se réduit à la résistance ohmique R.

De plus l'angle φ devient nul, par conséquent l'intensité I est en phase avec la tension.

En effet : $\tan \varphi = \frac{0}{R} = 0.$

Ce phénomène est appelé le phénomène de la résonance

$$\text{si : } \omega L = \frac{I}{\omega C} \quad \text{ou : } LC\omega^2 = 1 \quad \text{on a : } I = \frac{E}{R}.$$

La courbe de la figure 7 montre que pour une certaine valeur

de ωL , telle que la résonance ait lieu, l'amplitude du courant i sera maxima.

De la formule $\omega L = \frac{I}{\omega C}$ on peut tirer :

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

et comme :

$$T = \frac{2\pi}{\omega}$$

il vient :

$$T = 2\pi\sqrt{CL},$$

ce qui donne la valeur de la période en fonction de la capacité et de la self-induction, quand le circuit est en résonance.

Circuit ayant self-induction et capacité en parallèle. —

Dans ce cas, la self-induction et la capacité montées en parallèle sont reliées comme l'indique la figure 8 aux bornes d'une source à courant alternatif par l'intermédiaire d'ampèremètres G , G_1 , G_2 . Si la résistance du circuit est très petite on constate que les indications de l'ampèremètre G sont toujours plus faibles que celles des ampèremètres G_1 et G_2 . En appliquant les principes précédents, le courant i_1 passant dans la bifurcation de G_1 est en avance d'environ 90° (il est égal à $VC\omega$), tandis que le courant i_2 passant dans la bifurcation de G_2 est en retard d'environ 90° (il est égal à $\frac{V}{L\omega}$).

Le courant I passant dans G étant la somme géométrique de i_1 et i_2 peut donc être inférieur à l'un d'eux.

Si nous pouvons faire varier la valeur de la self-induction, on constate que le courant I passe par une valeur minimum, quand :

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad \text{ou} \quad LC\omega^2 = 1.$$

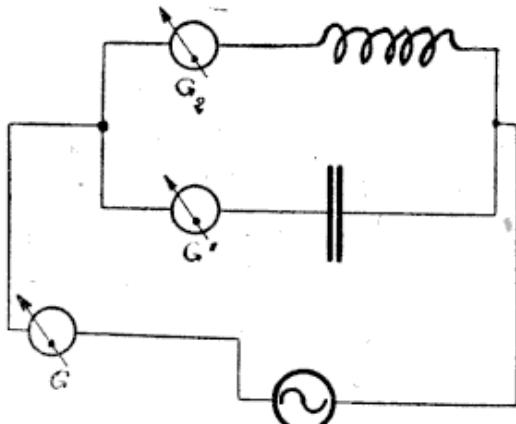


Fig. 8.

Quand la condition de résonance est satisfaite, et si la résistance du circuit devient infiniment petite, le courant I devient nul, quoique les courants i_1 et i_2 ne soient pas nuls.

A chaque moment, on aura :

$$i_1 = -i_2,$$

c'est-à-dire que les courants dans les deux branches sont égaux et de sens inverse.

Oscillations propres des condensateurs. — On vient de voir que le courant I passe par un minimum, quand le circuit à condensateur de la figure 8 entre en résonance avec la fréquence du courant alternatif, c'est-à-dire quand $f = \frac{1}{T}$ et $T = 2\pi\sqrt{LC}$.

Si la résistance du circuit devient infiniment petite, il en sera de même du courant I , mais les courants i_1 et i_2 ne seront pas nuls. On peut même déconnecter la machine et il continuera à y avoir passage de courants dans le circuit considéré. On dit alors que le circuit de la figure 8 est le siège d'oscillations propres. Les oscillations se produiront avec une période $T = 2\pi\sqrt{LC}$, si la résistance des éléments du circuit peut être considérée comme nulle.

On peut expliquer ces phénomènes de la façon suivante : En transmettant au condensateur une certaine charge d'électricité, il aura emmagasiné une certaine quantité d'énergie potentielle susceptible de fournir un travail, si on réunit les deux armatures à un circuit inductif de faible résistance le potentiel des deux armatures tendra à s'égaliser, et un courant circulera dans le système allant de l'armature au potentiel le plus élevé vers l'armature au potentiel le moins élevé, mais le circuit inductif agira d'une façon analogue à l'inertie, en produisant un emmagasinement d'énergie sous forme cinétique.

Au moment où l'équilibre est rétabli, l'inertie tend à prolonger le courant, ce qui veut dire que le courant persistera après la disparition de la cause qui l'a fait naître, cette cause étant justement la self-induction.

Le courant, persistant dans le même sens, communiquera aux

armatures du condensateur des charges opposées à celles qu'elles avaient d'abord. Les potentiels des armatures tendront de nouveau à s'égaliser et un courant circulera en sens inverse du premier.

On conçoit que ce phénomène peut se produire indéfiniment, mais si le condensateur est chargé une fois pour toutes et que toute liaison soit rompue avec les autres circuits, à part bien entendu le circuit inductif, il y aura une certaine perte d'énergie due aux transformations de l'énergie électrique en énergie magnétique. Puisqu'aucun apport d'énergie ne vient compenser ces pertes, il y aura une diminution progressive des amplitudes de l'oscillation (fig. 9), et finalement l'oscillation s'éteindra.

Remarques. — L'énergie du champ électrique du condensateur C est :

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

L'énergie du champ magnétique du circuit inductif est donnée par la relation :

$$W_i = \frac{1}{2} lI^2,$$

si l est le coefficient de self-induction du circuit.

L'énergie totale du champ complet du circuit à un moment

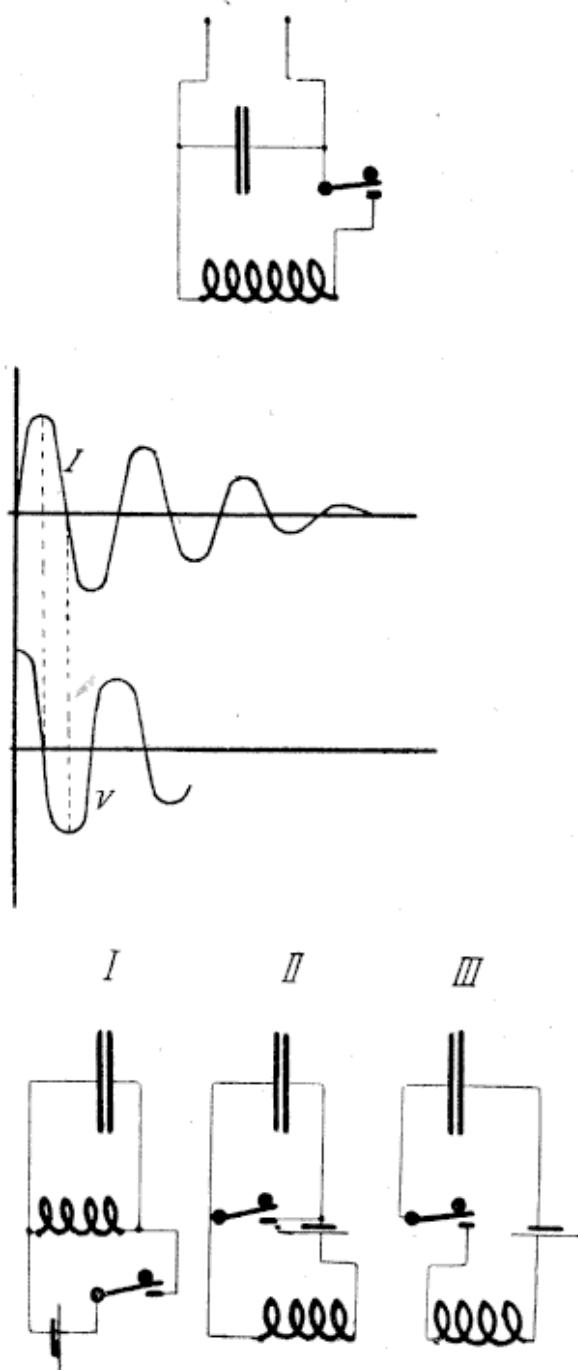


Fig. 9.

quelconque est donnée par la somme des énergies $w + w_1 = W$.

On remarque qu'au moment où l'énergie du champ électrique est maximum, l'énergie magnétique est nulle; le courant I et la tension E peuvent donc être représentés par les courbes de la figure 9.

Excitation du circuit. — Pour obtenir des oscillations propres dans un circuit à condensateur, il faut charger au préalable le condensateur; en fermant l'interrupteur (*fig. 9*) le condensateur se déchargera dans le circuit inductif. On pourrait aussi (*fig. 9, I, II, III*) créer un champ magnétique dans le circuit inductif, à l'aide d'une pile par exemple. Cette pile peut être placée directement dans le circuit inductif.

Explications analogiques. — Il est facile de retrouver en physique des analogies représentant parfaitement la succession des phénomènes considérés.

Lorsqu'on écarte un pendule A de sa position d'équilibre (*fig. 10, I*), on aura effectué un certain effort qui s'accumule dans le pendule sous forme d'énergie potentielle. Le pendule restitue cette énergie si on l'abandonne à lui-même, mais par suite de son inertie, il ne s'arrête pas dans sa position d'équilibre, il dépasse cette position, et vient en A' par exemple. Il revient ensuite en arrière, et atteint sa position d'équilibre après une série de déplacements. On voit tout de suite que la fréquence des déplacements varie avec la longueur du fil de suspension, le poids du pendule, etc...

L'amplitude de l'oscillation varie aussi suivant le milieu dans lequel est placé le pendule.

Les analogies hydrauliques sont encore plus frappantes. Considérons deux vases (*fig. 10, II*) b et b' reliés par un tube, et disposons une pompe P aspirant l'eau de b par exemple pour la refouler dans b'.

Le tube de liaison possède deux dérivation commandées par le robinet r. Si nous supposons, d'une part, le robinet r dans une position telle qu'il intercale la dérivation de r', et, d'autre part, le vase b' à un niveau supérieur à celui de b, il existera alors une différence de niveau a analogue à une différence de potentiel.

Si nous ouvrons brusquement le robinet r' , l'eau du vase b' se précipitera dans le vase b et le niveau s'élèvera dans b' jusqu'à une certaine hauteur par suite de son inertie, créant ainsi une nouvelle

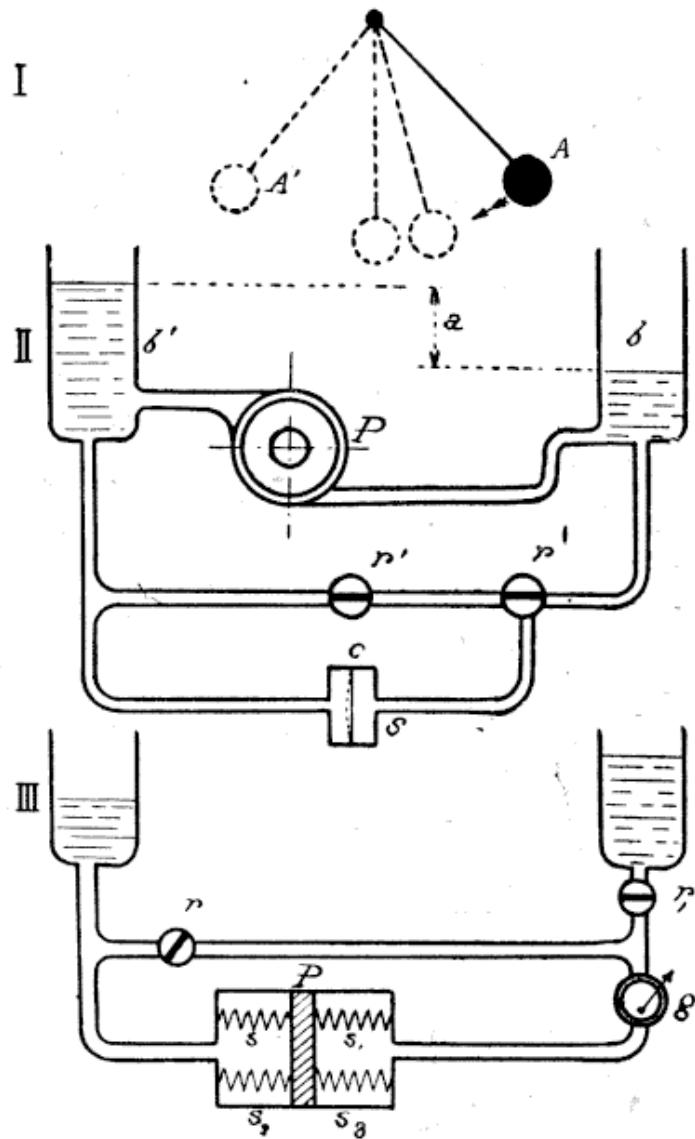


Fig. 10.

différence de niveau entre le vase b et b' . L'eau alors tendra à s'écouler de nouveau en sens inverse, c'est-à-dire, de b en b' , donnant lieu à une série d'oscillations analogues aux oscillations électriques.

On aurait pu représenter l'analogie à l'aide du système de la figure 10, III, dans lequel les deux vases sont reliés par une déri-

vation contenant un piston P équilibré par des ressorts s , s_1 , s_2 et s_3 .

Les deux vases peuvent aussi être réunis par une tubulure simple r . Si les deux vases sont à des niveaux différents et si le robinet r_1 est ouvert, le piston P se déplacera par exemple vers la gauche, comprimant les ressorts s et s_2 . Le piston ne s'arrêtera que lorsque la tension de s et s_2 sera égale à la pression d'eau due à la différence de niveau. Si à ce moment on ferme le robinet r_1 et qu'on ouvre r , le piston n'ayant plus à vaincre la pression de l'eau créée par la différence de niveau, se déplacera vers la droite par suite de la pression des ressorts, puis il dépassera sa position d'équilibre, pour revenir ensuite, donnant lieu à une série d'oscillations qui s'amortiront rapidement sous l'influence des frottements et des résistances. Le courant d'eau alternatif, comparable au courant d'électricité, peut être enregistré par un compteur g .

Analogies entre l'influence des éléments hydrauliques et électriques. — On se rend compte que la capacité des vases est exactement comparable à la capacité du condensateur. Nous aurons de même une analogie entre la résistance électrique, la largeur du tube et les frottements internes par exemple. La longueur du tube et la masse d'eau mise en jeu représentent aussi l'inertie, et par conséquent la self-induction.

On conçoit déjà par un simple examen que, suivant la valeur de ces éléments, les oscillations hydrauliques et électriques seront très lentes ou très vives, et les amplitudes de ces oscillations diminueront rapidement ou très lentement. Il doit donc exister une relation entre les grandeurs : résistance, self-induction ou inertie, période et amortissement des oscillations.

Par exemple :

a) Si les tuyaux sont fins, dans l'analogie hydraulique (*fig. 10, II*), les frottements sont grands, et l'eau rencontre une certaine résistance ; par conséquent les oscillations sont lentes et diminuent d'amplitude très rapidement.

C'est le cas d'un pendule placé dans un milieu résistant ou soumis à des frottements très grands (*fig. 11*).

Si même la résistance est trop grande il n'y aura pas d'oscilla-

tions du tout et le pendule reviendra à sa position d'équilibre sans la dépasser. Les vases b et b' reviendront au même niveau, sans qu'il y ait passage d'un courant d'eau alternativement dans chaque sens.

b) Si les tuyaux sont longs et si le volume d'eau mis en jeu est grand, l'inertie sera grande et les oscillations seront lentes, puisque l'eau met un temps plus long à s'ébranler.

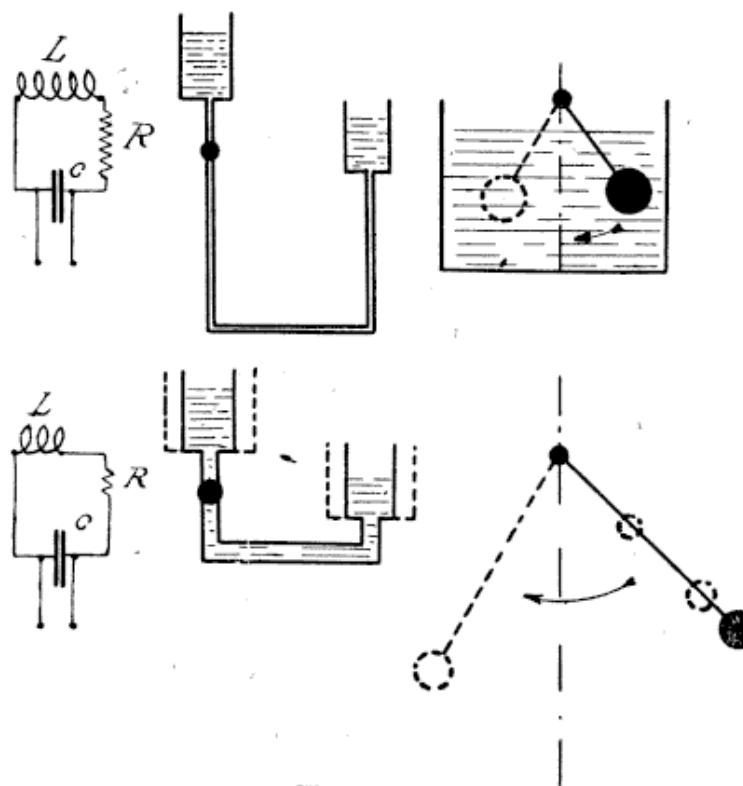


Fig. 11.

Ce sera aussi le cas d'un pendule à masse pesante et à long fil (fig. 11).

c) Pour d'autres valeurs d'éléments, on pourrait constater de même que la fréquence des oscillations sera très grande, et qu'elle est fonction en général de la capacité des vases, de l'inertie et de la résistance.

Vérifications théoriques. — La relation liant les grandeurs électriques, résistance, self-induction, capacité et période, montre d'une façon précise comment se produira la décharge d'un condensateur.

En appelant R la résistance (*fig. 11*) du circuit, C la capacité, et L la self-induction, on trouve que :

Si $R^2 > \frac{4L}{C}$ la décharge est dite apériodique ; les courbes représentatives du courant I_m et de la tension U_o sont celles de la figure 12.

Si $R^2 = \frac{4L}{C}$ la décharge est dite continue, le courant décroît indéfiniment.

Si $R^2 < \frac{4L}{C}$ la décharge est dite oscillante (cas de la T. S. F.), les courbes représentatives du courant et de la tension deviennent nulles (*fig. 12*) après une série d'oscillations de même période, mais d'amplitudes décroissantes. Leur période est donnée par la formule :

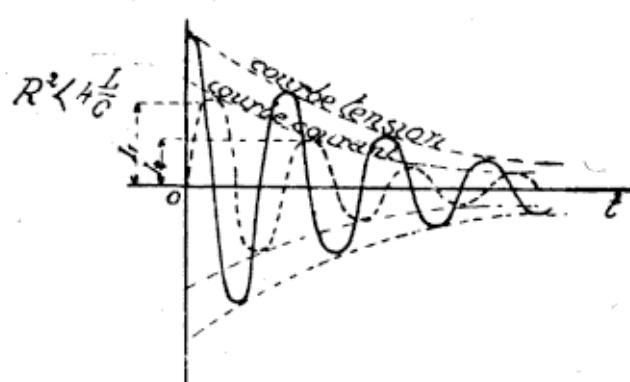
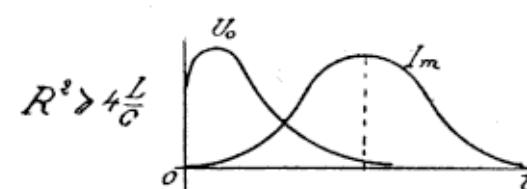


Fig. 12.

$$T = \frac{2\pi\sqrt{LC}}{\sqrt{1 - \frac{CR^2}{4L}}}$$

Si la résistance est négligeable le terme $\frac{CR^2}{4L}$ est très faible et la période se réduit à :

$$T = 2\pi\sqrt{LC}. \quad (1)$$

La formule de Thomson (1) nous donne la valeur de la fréquence ou de la période d'un circuit oscillant. On voit qu'on peut réaliser la même période soit avec une grande capacité et une petite self-induction, soit avec une petite capacité et une grande self-induction.

On obtient dans le premier cas une grande intensité, mais par contre une faible différence de potentiel, et dans le second cas une grande différence de potentiel et une faible intensité.

Si L est exprimé en henrys et C en farads on obtient T en secondes.

Il faut remarquer que si l'un des éléments manque, le circuit est dit apériodique.

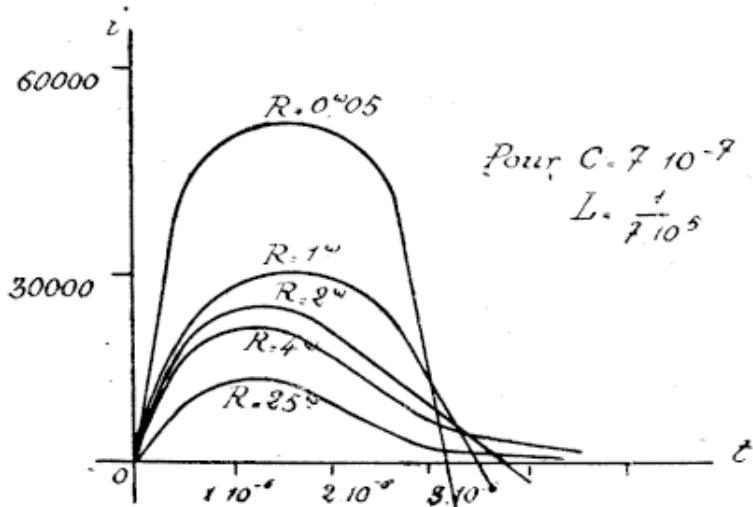


Fig. 13.

Remarque. — La figure 13 représente les courbes du courant dans un circuit oscillant donné, où la résistance R varie. On voit nettement que la décharge ne sera oscillante qu'à partir d'une certaine valeur de R , satisfaisant d'ailleurs à la formule précédente.

Circuit à étincelle. — Les circuits à condensateurs considérés précédemment contenaient un interrupteur que l'on fermait, quand le condensateur était chargé. A ce moment la décharge, que nous supposerons oscillante, se produisait, et le courant s'amortissait au bout d'un temps t donné. Pour communiquer une nouvelle charge au condensateur, il fallait ouvrir l'interrupteur.

Quand on considère le pendule du chapitre précédent, il faut qu'il soit relâché brusquement, quand il a été écarté de la position d'équilibre, sans cela pour des périodes très courtes, il ne pourrait osciller. Il en est de même pour les circuits oscillants.

Le temps a (fig. 14) de la décharge est très petit par rapport à la durée b de la charge.

Comme la période doit être extrêmement courte dans les circuits de décharge (de l'ordre de $\frac{1}{100\,000}$ à $\frac{1}{1\,000\,000}$ de seconde) et qu'on se propose d'obtenir des séries successives d'oscillations (fig. 14), on conçoit que le dispositif précédent serait difficilement applicable. On lui substitue un appareil appelé éclateur et constitué en principe par deux boules métalliques *e* très rapprochées et séparées par un petit espace d'air (fig. 14).

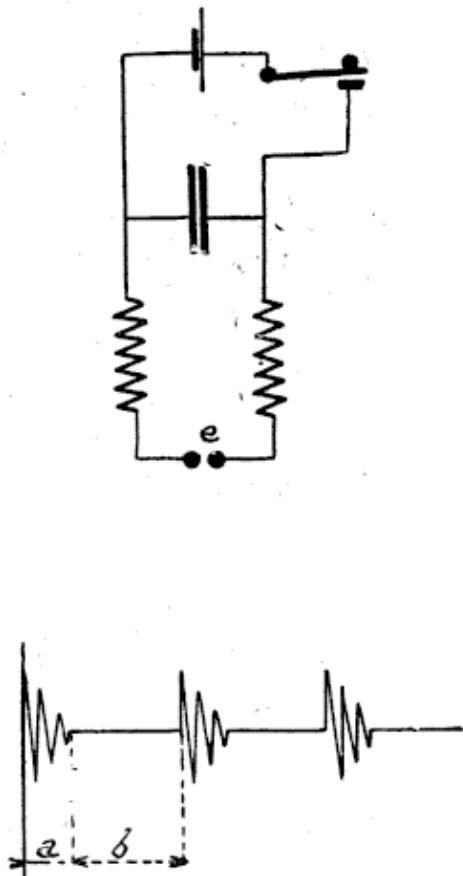


Fig. 14.

Quand la tension aux bornes du condensateur a atteint une valeur suffisante, la différence de potentiel entre les deux boules *e* est telle qu'une étincelle éclate. Cette étincelle rend l'intervalle conducteur et laisse un passage peu résistant à la décharge.

Quand les oscillations s'éteignent, le passage en *e* devient très résistant et on peut communiquer de nouveau une charge au condensateur, sans que le courant passe à ce moment.

Si nous reprenons l'analogie hydraulique de la figure 10, I, et que nous établissions la dérivation S constituée par un renflement fermé intérieurement par une mince membrane C, on conçoit que lorsque la différence de niveau *a* entre *b* et *b'* augmente, la membrane se gonfle jusqu'à ce que sa résistance soit plus petite que la pression de l'eau. A ce moment elle se casse et les oscillations se produisent.

En supposant que l'on puisse changer rapidement la membrane après chaque oscillation, et que la pompe P rétablisse la différence de niveau entre *b* et *b'*, on obtiendra des séries successives d'oscillations ou des trains successifs d'oscillations (fig. 14).

Vérifications expérimentales. — Étant données les fréquences très élevées des décharges oscillantes, on ne peut employer des galvanomètres même très sensibles, l'inertie des systèmes mobiles étant trop grande.

Pour prouver l'existence des oscillations, on peut par exemple intercaler entre les deux boules de l'éclateur une feuille de papier se déplaçant. La feuille présentera une fente allongée, si la décharge est continue, ou au contraire une série de points prouvant bien le caractère oscillatoire de la décharge. Une autre méthode employée par Feddersen et perfectionnée depuis, est basée sur le miroir tournant (*fig. 15, I*). L'image de l'étincelle est projetée sur un écran *ab* par l'intermédiaire d'un miroir tournant à une vitesse très rapide. On observera sur l'écran *ab* des traînées lumineuses, pour chacune desquelles une des extrémités sera plus éclairée que l'autre, ce qui prouve le changement de pôles du circuit. Si le miroir tourne synchroniquement, on pourra en déduire la période de l'oscillation. Pour réaliser cette expérience, on peut employer des plaques photographiques à la place de l'écran *ab*.

Les tubes de Geissler fournissent aussi une preuve évidente de la décharge oscillante. Les électrodes d'un tube étant reliées aux armatures du condensateur, on constate que le tube s'illumine sur tout le parcours. Comme on sait que seule l'électrode négative doit être lumineuse, on en conclut que les armatures du condensateur sont portées alternativement à des potentiels positifs et négatifs.

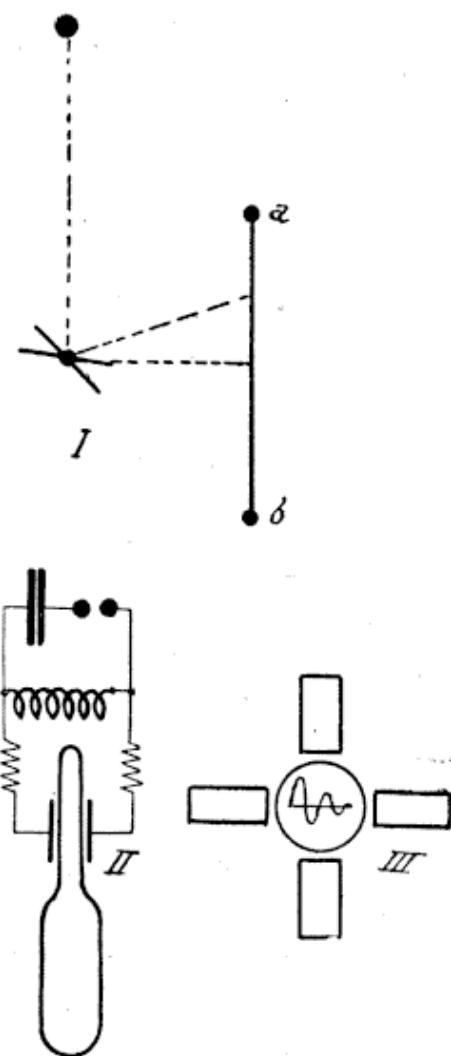


Fig. 15.

Signalons que pour déterminer les valeurs de la fréquence et de l'amortissement d'une décharge oscillante, on peut utiliser le tube de Braun (monté en oscilloscope), dont on connaît déjà le fonctionnement. Les deux bobines horizontales (*fig. 15, III*) sont parcourues par un courant variable qui déplace horizontalement la tache lumineuse pendant un temps donné. Les deux bobines verticales déterminent l'amplitude de la décharge.

Pour les mesures de l'amortissement en haute fréquence, on peut remplacer les bobines par des plaques parallèles (*fig. 15, II*).

Amortissement. — Les amplitudes successives de même sens du courant ont pour valeur :

$$I_1 = Ae^{-\frac{\delta}{4}}, \quad I_3 = Ae^{-\frac{5\delta}{4}}, \quad \text{etc...} \quad I_{2m+1} = Ae^{-\frac{(4m+1)\delta}{4}}.$$

Ces maxima décroissant en progression géométrique, les oscillations s'amortissent.

Le rapport des amplitudes de deux oscillations successives de même sens est constant.

$$\frac{I_1}{I_3} = \frac{I_3}{I_5} = \frac{I_{2m-1}}{I_{2m+1}} = e^{\delta}.$$

L'amortissement est mesuré par ce rapport constant des amplitudes de deux oscillations de même sens, par conséquent par la quantité δ , que l'on appelle le décrément des oscillations :

$$\delta = \frac{R}{2L} T.$$

Le facteur d'amortissement est égal à :

$$\frac{R}{2L}$$

Si la résistance R est grande, le facteur d'amortissement est grand.

Si la self-induction L est grande, l'amortissement est petit.

L'amortissement de la décharge est dû aux dissipations d'énergie qui résultent des transformations continues d'énergie élec-

trique en énergie mécanique. Elles sont dues en grande partie, aux pertes par effet Joule dans le circuit général, aux pertes dans le condensateur et surtout aux pertes dues à l'étincelle. Le décrément total :

$$\delta = \delta_1 + \delta_2 + \delta_3$$

est donc la somme des décréments partiels.

Amortissement par effet Joule. — La quantité de chaleur développée dans un circuit à courant continu R est donnée par :

$$R i^2 t.$$

Pour appliquer cette formule au circuit oscillant, il faut considérer que la valeur de R n'est plus la même qu'en courant continu, ou même alternatif à basse fréquence, parce qu'il n'y a pas pénétration du courant à haute fréquence à l'intérieur du fil. Dans la pratique les conducteurs employés ont une section largement suffisante, et on peut considérer cette perte comme négligeable.

Amortissement dû au condensateur. — Les corps diélectriques présentent les mêmes propriétés que les autres corps, mais à des degrés différents, et il existera par conséquent une certaine dissipation d'énergie due à l'hystérésis électrique.

Le décrément partiel dépend de la nature du diélectrique, et de l'énergie transmise au condensateur à chaque période. Pour les isolants tels que la paraffine, il est très petit. Pour l'ébonite, il est plus grand.

Pour les verres, mica, et certaines espèces d'ébonite, il atteint des valeurs importantes.

Ces pertes varient aussi avec la température.

D'autres pertes peuvent aussi intervenir, elles sont dues aux effluves ou petites aigrettes qui apparaissent aux parties saillantes.

Ces aigrettes proviennent de l'ionisation de l'air sous l'influence du champ magnétique, et aussi de la répartition inégale du potentiel.

Les effluves peuvent provoquer des variations de la capacité du système en agissant comme une capacité variable adjointe à la

capacité totale, et par conséquent provoquer des variations de fréquence.

Amortissement dû à l'étincelle. — L'amortissement dû à l'étincelle est de beaucoup le plus important. En comparant les courbes de la figure 16 d'un circuit sans étincelle (II) et d'un circuit à étincelle (I), on conçoit l'importance du décrément partiel. On remarque dans la courbe I que le décrément va en croissant à mesure que la différence de potentiel diminue tandis que la courbe II est une courbe exponentielle.

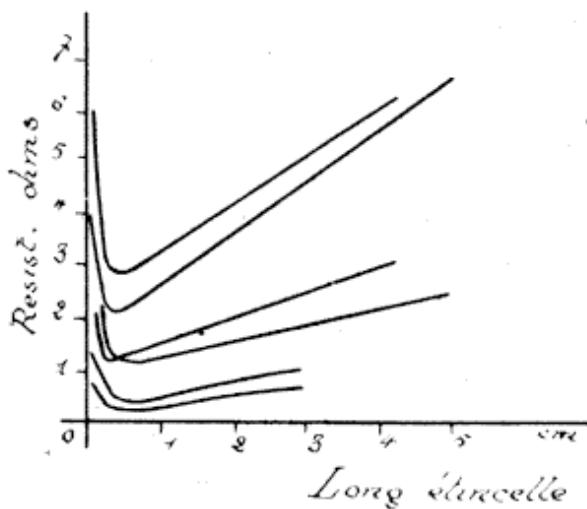
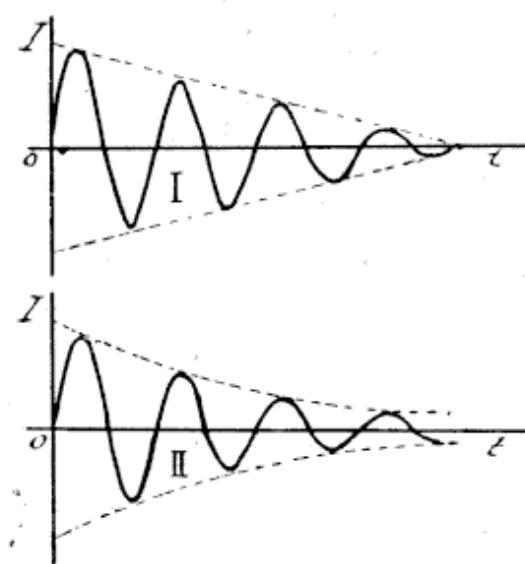


Fig. 16.

Quand la distance d'étincelle est supérieure à 1 centimètre, la résistance varie en raison inverse du diamètre des boules ou du cylindre.

Les courbes de la figure 16 représentent les valeurs de la résistance de l'étincelle en fonction de la longueur d'étincelle (A. Rempp) pour des capacités différentes.

On peut assimiler l'amortissement dû à l'étincelle à une perte analogue à celle de l'effet Joule et dépendant de la résistance de l'étincelle.

Cette résistance spéciale varie suivant la valeur du courant de décharge, le métal de l'éclateur, la forme des extrémités, la longueur de l'étincelle et le gaz, dans lequel se produit l'étincelle.

Les éclateurs en zinc sont les meilleurs; ils offrent une résistance moins grande.

Quand la distance d'étin-

On voit que cette résistance est très grande pour de petites longueurs, passe par un minimum pour des longueurs de 2 à 6 millimètres pour augmenter ensuite.

Ces valeurs se vérifient facilement par expérience.

Propriétés des courants à haute fréquence. — Les fréquences élevées des courants à haute fréquence utilisés en télégraphie sans fil et l'amortissement nous obligent à considérer certaines particularités de ces courants.

Distribution du courant dans un fil. — Dans un système à courant continu ou alternatif ordinaire, on considère le courant comme réparti uniformément dans toute la section du fil. Au contraire pour des fréquences utilisées en télégraphie sans fil cette répartition n'est pas uniforme et l'amplitude dans un fil rectiligne est toujours maxima à la surface de ce fil. L'induction des parties superficielles tend à faire naître des courants de sens contraire au courant superficiel dans les parties profondes du conducteur. Cet effet se fait d'autant plus sentir que la fréquence est plus grande. On peut donc considérer que la section du fil est réduite, c'est-à-dire que sa résistance ohmique est augmentée.

On démontre que la profondeur ϵ à laquelle un courant atteint $\frac{1}{\alpha}$ de la valeur qu'il aurait s'il passait dans tout le fil, est donnée par la formule :

$$\epsilon = \frac{\log. \text{nep. } \alpha}{\sqrt{2\pi\mu\sigma\omega}},$$

μ = perméabilité du fil,

σ = conductibilité,

ω = pulsation.

Connaissant cette épaisseur, on peut déterminer la section s offerte au passage du courant pour un fil donné.

En calculant par la formule $R = \frac{l}{s'}$, la section s' du fil en courant continu, il n'y aura qu'à choisir s' de telle façon que $s = s'$ pour obtenir la section du fil nécessaire au courant à haute fréquence.

Au point de vue pratique, on peut remarquer qu'il faut éviter l'emploi de fils de fer ou d'acier, on leur substitue généralement pour résister aux efforts mécaniques des fils bi-métalliques (avec une couche cuivre), pour certaines antennes.

Pour la transmission, on peut employer des tubes de cuivre ordinaires fendus ou des bandes de cuivre.

Pour la réception (bobines ou boîtes réception) on obtient un conducteur de moindre résistance en utilisant des brins séparés par un isolant, que l'on tresse ensuite en un seul câble. Il faut dans ce dernier cas éviter toute torsion.

Coefficient de self-induction. — La distribution du courant modifie aussi la valeur des coefficients de self-induction.

Les formules de self-induction usuelles sont :

— cadre circulaire

$$L = 4\pi r \left(\frac{\log. \text{nep.} 8r}{\varrho} - 2 \right),$$

r = rayon du cercle et ϱ = rayon du fil,

— cadre carré

$$L = 2p \left(\log. \text{nep.} \frac{p}{\varrho} - 2,10 \right),$$

p = périmètre du cadre et ϱ = rayon du fil,

— bobine dont la longueur est plus grande que le diamètre

$$L = 4\pi^2 r^2 n^2 l.$$

r = rayon d'une spire n = nombre de spires par centimètre

l = longueur de la bobine.

Courant et tension. — Pour des courants alternatifs, on a trouvé :

$$i = \frac{e}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}.$$

Cette relation est encore approximativement exacte pour les oscillations amorties. $\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$ représente l'impédance.

Comme la pulsation ω est très grande, le terme R^2 est négligeable devant l'inductance $\omega^2 L^2$.

On peut écrire d'une manière approchée :

$$i = \frac{e}{\omega L}$$

la force électromotrice est donc décalée d'un quart de période sur le courant.

Mesure du courant. — La mesure du courant est opérée à l'aide d'instruments dont la déviation dépend de la quantité de chaleur produite par le courant dans un fil.

On utilise généralement des ampèremètres thermiques. Le fil conducteur (fig. 17) *ab* se dilate sous l'influence du courant et on amplifie son allongement ou sa flèche à l'aide d'un système spécial.

Dans d'autres systèmes plus sensibles (fig. 17, I, II), le dégagement de chaleur produit par le passage du courant est communiqué à l'air d'un petit ballon et détermine une certaine pression sur le liquide coloré d'un tube. Les différences de niveau sont graduées par comparaison.

Pour donner plus de sensibilité aux lectures, on utilise les variations de ré-

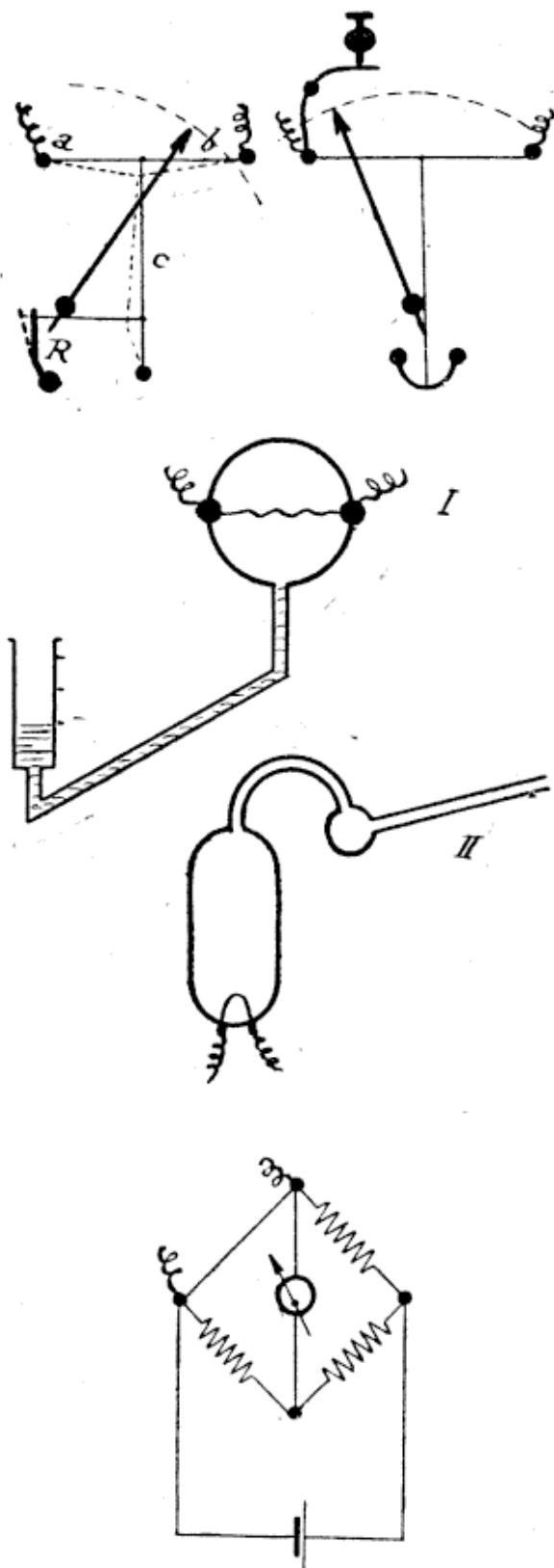


Fig. 17.

sistance du fil échauffé par le courant. On introduit le fil dans une des branches d'un pont de Wheatstone. L'un des avantages de ce dispositif est que le fil n'est soumis à aucun effort mécanique, qui pourrait influencer les mesures.

Les indications fournies par un instrument thermique intercalé dans un circuit qui est le siège d'oscillations amorties dépendent :

1^o Du nombre de décharges ou de trains d'oscillations, c'est-à-dire de la fréquence des trains d'oscillations.

2^o De la fréquence et de l'amortissement des oscillations.

On mesure alors ce que l'on appelle l'effet de courant.

Oscillateurs fermés et ouverts. — Dans le circuit oscillant, ou oscillateur fermé étudié précédemment, on admet qu'il existe entre les deux armatures du condensateur chargé, un champ électrique caractérisé (fig. 18) par des lignes de tension partant de l'armature chargée positivement et aboutissant à l'armature chargée négativement.

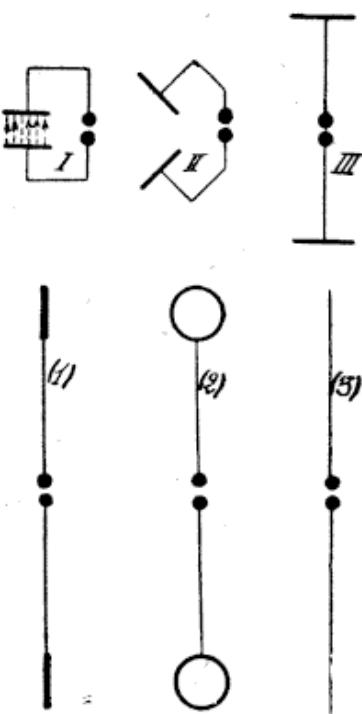


Fig. 18.

Quand la charge est suffisante, une étincelle éclate donnant lieu à une décharge oscillante, si certaines conditions sont remplies. Le courant en passant dans le circuit crée un champ magnétique environnant et l'ensemble des phénomènes considérés constitue une oscillation électromagnétique.

En ouvrant l'oscillateur de telle façon qu'il prenne les formes II et III, rien n'est changé au système, la capacité et la self-induction sont réparties tout le

long du fil et on pourra obtenir des oscillations, si les mêmes conditions sont remplies.

Les figures 1 et 2 représentent des oscillateurs ouverts avec plaques terminales, et la figure 3 un oscillateur linéaire constitué simplement par deux fils.

Propagation des ondes électromagnétiques dans les oscillateurs ouverts. — En pratique on utilise l'oscillateur linéaire composé d'un fil très long possédant par lui-même une self-induction et une capacité. La distribution du courant et de la tension dans de tels oscillateurs doit être étudiée en détail, car si le courant peut être considéré comme se présentant sensiblement en

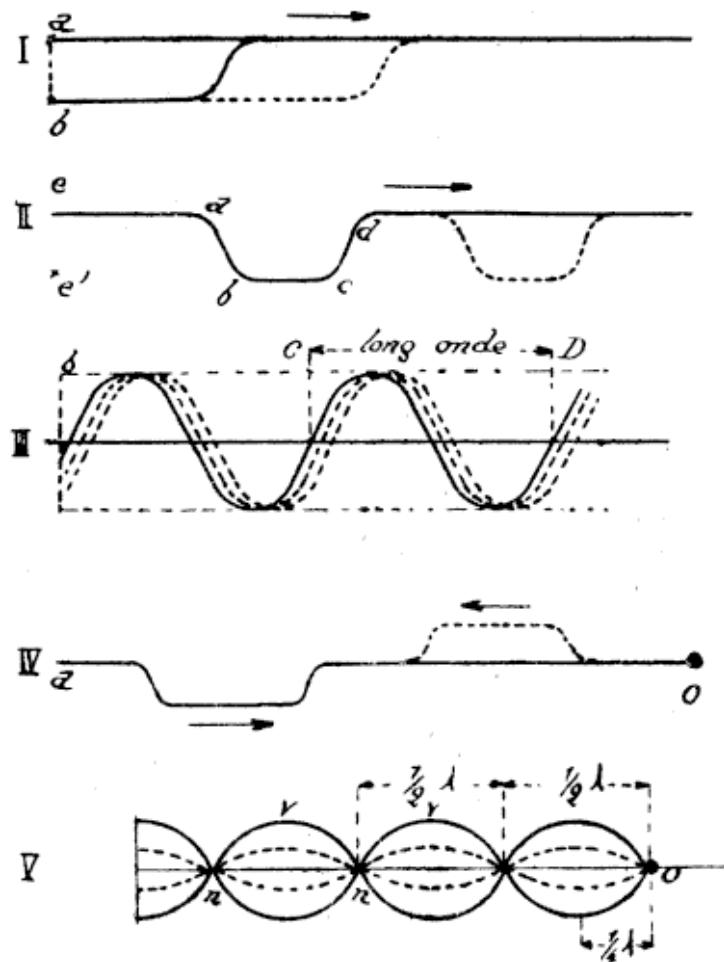


Fig. 19.

même temps dans toutes les parties du conducteur, il n'en est pas de même de l'amplitude, variable suivant les points considérés et dépendant de la fréquence.

Pour expliquer plus clairement les phénomènes, on peut se servir d'analogies. Si nous donnons une impulsion de courte durée (*fig. 19-I*) à l'extrémité d'une corde supposée libre dans l'espace et infiniment longue, la corde ayant été abaissée de *a* en *b*, une déformation simple tendra à se propager le long de la corde. Si

après avoir abaissé (II) l'extrémité, on la relève immédiatement, une sinuosité *abcd* se propage tout le long de la corde avec une vitesse correspondante à l'impulsion donnée. Au bout d'un temps *t*, elle atteint l'extrémité, et s'éteint. On peut dire que la corde a été mise en vibration et qu'une onde s'est propagée dans la corde. En imprimant à l'extrémité de la corde, un mouvement oscillatoire périodique, on constate qu'à un instant *t* la corde prend une forme sinusoïdale (III, ligne pleine) : à l'instant suivant *t* + θ la courbe se déplace dans la direction de la propagation. Au bout d'un temps *T* la courbe s'est déplacée de telle sorte que C est venu en D. On voit qu'à ce moment la nouvelle forme du fil se superpose exactement à l'ancienne. On appelle longueur d'onde l'espace parcouru par la perturbation pendant ce temps *T*, c'est-à-dire CD.

Si V est la vitesse de propagation du mouvement, et si λ est le chemin CD, on aura : $\lambda = VT$.

λ représente la longueur d'onde.

La longueur d'onde mesure donc en longueur ce que la période mesure en temps.

Considérons maintenant une corde de longueur finie (IV) et attachée à une extrémité O à un point fixe. Une déformation en *a* communiquée à la corde se propage comme précédemment jusqu'au point fixe O ; à cet endroit la déformation se réfléchit en changeant de sens et revient en arrière. En communiquant à la corde un mouvement d'oscillation périodique (V), les ondes successives se propagent jusqu'en O, se réfléchissent et reviennent en arrière. L'expérience est d'ailleurs facile à faire. On remarquera que pour une valeur de la fréquence des impulsions, les déformations directes et les déformations réfléchies se superposeront.

En un point *n* distant de O d'une demi-longueur d'onde la déformation réfléchie revient et coïncide exactement avec la déformation directe. Mais cette coïncidence étant inverse, il en résultera que les deux déformations tendront à donner au point *n* des déplacements égaux et contraires. Le point *n* est donc sollicité dans les deux sens et reste immobile.

Au contraire aux points V, les deux déformations sont égales et de même sens, et par conséquent s'ajoutent. Le point V oscille de chaque côté, et la corde prend les formes représentées à cet endroit.

Il en est de même pour tous les points n et tous les points V, le long de la corde. En résumé, une corde ébranlée et fixée à une extrémité, sera soumise à des déformations et présentera des points

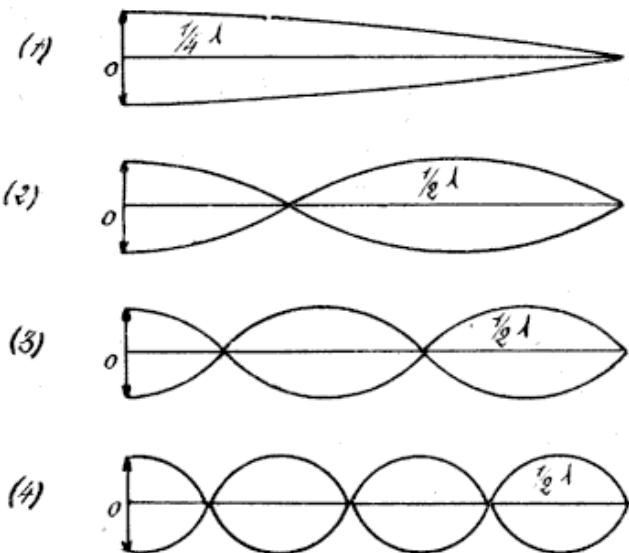


Fig. 20.

équidistants n qui resteront constamment immobiles et appelés nœuds de vibration. Entre ces nœuds la corde oscille, et les points V où l'amplitude est la plus grande sont appelés ventres. Une telle corde est le siège d'ondes stationnaires par opposition avec les ondes qui se propagent. Le point fixe O est toujours un nœud de vibration et le point extrême mobile un ventre de vibration. Lorsqu'on change la vitesse des mouvements imprimés à l'extrémité de la corde, c'est-à-dire lorsqu'on change la période des oscillations produites à l'extrémité, les ondes stationnaires changent de valeur et les distances entre les nœuds et les ventres changent aussi. On constate, d'autre part, qu'il existe un phénomène de résonance bien marqué. Pour certaines fréquences, le mouvement produit est très irrégulier et de très petite amplitude. Pour d'autres, on obtient des vibrations très régulières avec des amplitudes maxima.

Pour obtenir des vibrations régulières et de grandes amplitudes,

on constate que si l est la longueur de la corde, il faudra produire des oscillations avec une période T correspondant à (fig. 20) :

$$(1) \quad -\frac{\lambda}{4} = l \quad \lambda = 4l \quad T = \frac{\lambda}{V} = \frac{4l}{V}$$

$$(2) \quad -\frac{3}{4}\lambda = l \quad \lambda = \frac{4}{3}l \quad T = \frac{4}{3}\frac{l}{V}$$

$$(3) \quad -\frac{5}{4}\lambda = l \quad \lambda = \frac{4}{5}l \quad T = \frac{4}{5}\frac{l}{V}$$

$$(4) \quad -\frac{7}{4}\lambda = l \quad \lambda = \frac{4}{7}l \quad T = \frac{4}{7}\frac{l}{V}$$

Les longueurs d'ondes $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$, etc..., sont entre elles comme les nombres $1, \frac{1}{3}, \frac{1}{5}, \frac{1}{7}$, etc... et correspondent à des fréquences qui sont entre elles comme les nombres $1, 3, 5, 7\dots$

La figure 1 correspond à l'onde fondamentale. Les figures 2, 3, 4, correspondent aux harmoniques de l'onde fondamentale ou ondes supérieures.

Les mêmes analogies se représentent en acoustique. Si on prend un tuyau fermé, véritable résonateur accordé sur un son bien

défini, et, si l'on provoque des vibrations à l'intérieur, à l'aide d'un diapason (fig. 21), le tuyau vibrera et renforcera le son, quand la période des vibrations du diapason sera égale à celle des vibrations de l'air du tuyau. Il se produit aussi des ondes stationnaires ; au fond du tuyau, l'air étant au repos, il y aura un nœud de vibration, tandis qu'à la partie ouverte il y aura un ventre. La pression sera maxima au fond et minima à la sortie. En plaçant l'excitateur différemment et s'il a une période différente, on pourra obtenir des harmoniques satisfaisant à la formule :

$$L = (2n+1)\frac{\lambda}{4} \quad \text{ou} \quad (2n+1)\frac{VT}{4}$$

L = longueur du tuyau et λ = longueur d'onde.

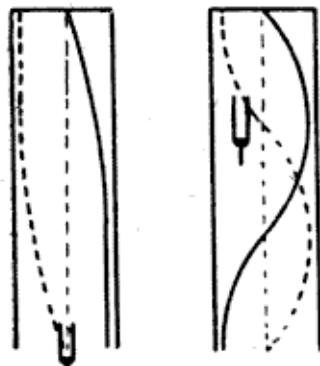


Fig. 21.

En changeant brusquement le potentiel électrique à l'une des extrémités d'un fil conducteur, un courant se produit mais ne se propage pas instantanément, il se propage comme une perturbation le long d'une corde. Si le conducteur est isolé à une extrémité *b* par exemple, les parties situées entre deux points extrêmes *a* et *b* acquièrent une charge électrique donnée, qui donne lieu à une différence de tension entre les points situés dans la partie *ab* et un point *c* en arrière de *ab*, où il n'existe plus à l'instant donné ni tension ni charge, il y aura donc production d'une onde dans le sens *bac* et par conséquent réflexion de l'onde. Le fil conducteur sera le siège d'ondes stationnaires.

Un oscillateur linéaire peut être considéré comme un fil isolé à chaque extrémité (cas d'une corde vibrante attachée à ses deux extrémités et déplacée au milieu). La courbe de courant pour l'oscillation fondamentale est celle de la figure 22, elle présente un nœud de courant à chaque extrémité et un ventre de courant au centre.

Pendant une période, l'amplitude du courant passe par les valeurs 0, 1, 2, 1, 0, 3, 4, 3, 0, qui présentent une certaine analogie avec les écarts de la corde. On pourra représenter de même la courbe de distribution de la tension V, puisqu'on sait qu'il existe une différence de phase égale approximativement à 90°. Cette courbe de tension V présente un nœud de tension au centre et un ventre de tension à chaque extrémité. Un tel oscillateur vibre en demi-onde, ou oscillation fondamentale. Si *l* est égal à la longueur du fil :

$$l = \frac{\lambda}{2} = \frac{VT}{2} \quad \text{et} \quad \lambda = 2l.$$

V étant la vitesse de propagation le long du fil, qui a été trouvée égale à la vitesse de la lumière soit 3×10^{10} centimètres par seconde.

En résumé, si les deux moitiés de l'oscillateur linéaire de la figure 22 sont chargées l'une positivement et l'autre négativement à une tension suffisamment élevée, la perturbation électrique à haute fréquence qui prend naissance à l'étincelle se propage le

long du conducteur et se réfléchit aux extrémités isolées, donnant

lieu à des ondes stationnaires. Il s'établit une oscillation comme nous venons de le démontrer.

Pour étudier d'autres oscillations, on devra disposer convenablement le système excitateur, de façon à pouvoir le déplacer et varier sa fréquence.

Comme l'oscillateur rectiligne exigerait une trop grande longueur de fil, on peut l'enrouler sur un châssis (*fig. 22*) en espaçant les spires. Les observations faites sont sensiblement les mêmes qu'avec un oscillateur linéaire. On se sert à cet effet d'un tube à vide que l'on promène le long du solénoïde et qui s'illumine aux ventres de tension.

Des systèmes thermo-électriques intercalés dans les spires indiqueront les ventres de courant.

En produisant des oscillations électriques dans le circuit excitateur voisin (*fig. 22*), le solénoïde pourra vibrer en demi-onde,

$$\frac{\lambda}{2} = l.$$

Fig. 22.

On obtient de même des harmoniques inférieurs :

$$\frac{\lambda'}{2} = \frac{l}{2},$$

$$\frac{\lambda''}{2} = \frac{l}{3}, \text{ etc...}$$

Mise à la terre d'une extrémité. — Lorsqu'on relie à la terre une des extrémités de l'oscillateur linéaire, celle-ci se comporte comme l'extrémité ouverte du tuyau acoustique, il y a à cet endroit un ventre de courant.

On peut aussi étudier la marche du système de cette façon. Soit un oscillateur linéaire (*fig. 23*) au centre duquel on a intercalé un élément relié à une source à haute tension. C'est un oscillateur ouvert et une perturbation électrique à haute fréquence se propagera comme précédemment. L'oscillateur vibrera en demi-onde.

Coupons une partie FC du fil et remplaçons-la par une capacité K. Tout se passe comme si nous avions encore la partie FC, à condition que la portion *aF* et la capacité K ne changent pas les valeurs du système.

Si on augmente K en diminuant toujours *aF*, le ventre de courant sera très voisin de la capacité K, ce qui est le cas, quand le point *a* est relié à la terre. En résumé l'oscillateur *ab*, relié à la terre, se comporte comme la corde vibrante ou le tuyau acoustique précédent. Il vibrera en quart d'onde.

$$\frac{\lambda}{4} = l \quad \text{ou: } \lambda = 4l \quad \text{et: } T = \frac{\lambda}{V}$$

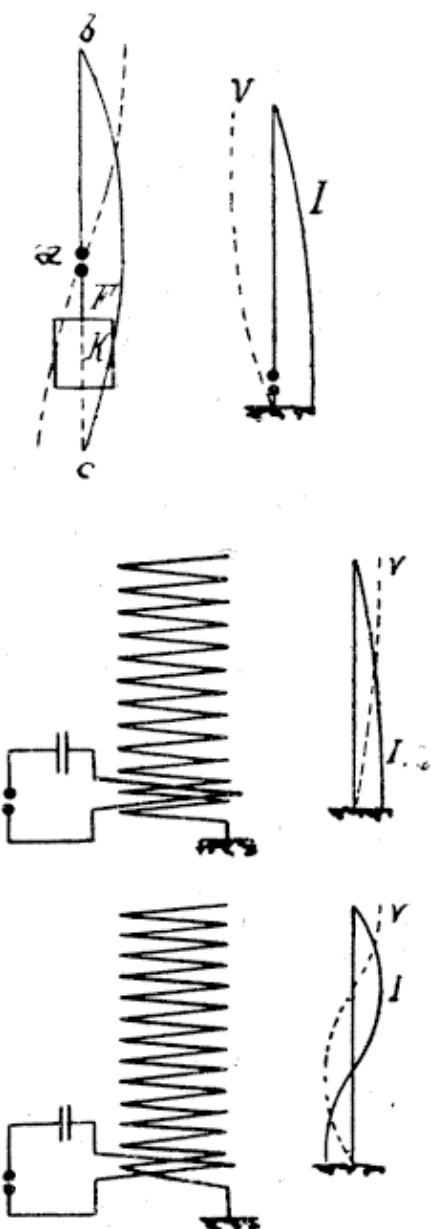


Fig. 23.

On obtiendrait de même (*fig. 23*) des harmoniques en réglant le circuit excitateur :

$$\frac{3}{4}\lambda = l, \quad \frac{5}{4}\lambda = l, \text{ etc...}$$

et en général :

$$l = (2n+1) \frac{\lambda}{4}.$$

formule générale : $\left(n=0 - l=\frac{\lambda}{4} \right)$

La théorie confirme absolument ces données.

Introduction d'une self et d'une capacité dans un oscillateur. —

Lorsqu'on intercale un condensateur dans un oscillateur linéaire (*fig. 24*), on a à cet endroit une variation brusque de tension déplaçant le nœud de tension ; la longueur d'onde λ est donc plus faible.

L'introduction d'une self-induction produit le phénomène inverse (*fig. 24*). La longueur d'onde λ est plus grande.

On peut aussi expliquer le phénomène comme il suit :

Un oscillateur linéaire aura une période propre T , donnée par la formule de Thomson :

$$T = 2\pi\sqrt{L_c C_e}$$

où L_c est la self effective de l'oscillateur et C_e la capacité effective.

L'introduction d'une capacité en série à la base de l'oscillateur diminue la capacité totale. En effet la capacité C_e est montée en série avec la capacité effective C_e ; la capacité totale est donc diminuée.

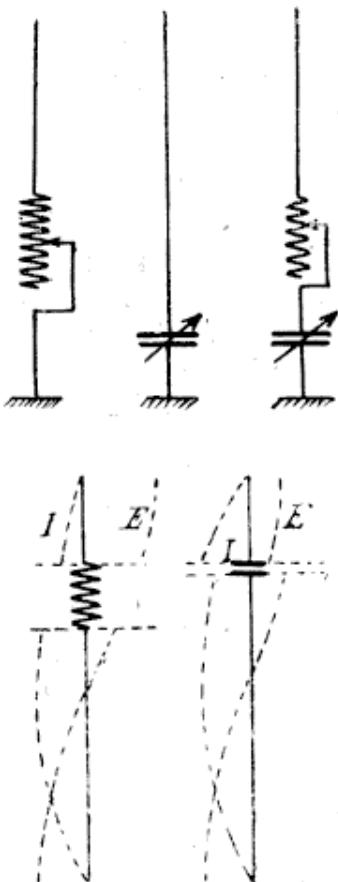


Fig. 24.

$$T = 2\pi \sqrt{L_c \frac{C_c C_t}{C_c + C_t}}$$

T diminue, donc λ ou longueur d'onde diminue.

L'introduction d'une self-induction L_t en série dans l'oscillateur (*fig. 24*) augmente la self-induction totale de l'oscillateur,

$$T = 2\pi \sqrt{(L_c + L_t)C_c}$$

T augmente, donc λ augmente.

Propagation des ondes électro-magnétiques dans l'espace. — Un diapason mis en mouvement produit un son caractérisé par des vibrations de l'air, c'est-à-dire de brusques contractions qui se transmettent de proche en proche, et viennent frapper l'oreille.

Ces propagations d'ondes sonores sont indépendantes du mouvement qui les a produites et subsistent même après que le mouvement a cessé.

Il doit se passer un phénomène de propagation analogue avec les ondes électro-magnétiques.

C'est en cherchant à prouver l'intimité des rapports entre les phénomènes optiques et lumineux, que Maxwell émit l'hypothèse de l'existence de deux courants différents en principe, mais ayant des propriétés identiques :

Les courants de conduction, ou courants qui circulent dans les conducteurs ;

Les courants de déplacement, ou courants de courte durée, qui circulent dans le diélectrique.

Lorsqu'on charge un condensateur, le diélectrique séparant les deux armatures *ab* (*fig. 25*) est le siège de courants de déplacements.

Cette période de charge est extrêmement courte, et la durée du courant est très limitée.

On explique ce phénomène, en assimilant le diélectrique à une quantité de petits ressorts créant une résistance d'une nature toute spéciale. En appliquant une certaine force, ils se bandent et

atteignent une position d'équilibre. Au point de vue électrique, le passage d'un courant de déplacement crée une force contre-électromotrice qui s'oppose à l'établissement du courant et tend à lui devenir égale.

C'est en somme une déformation du milieu qui se propage dans le diélectrique.

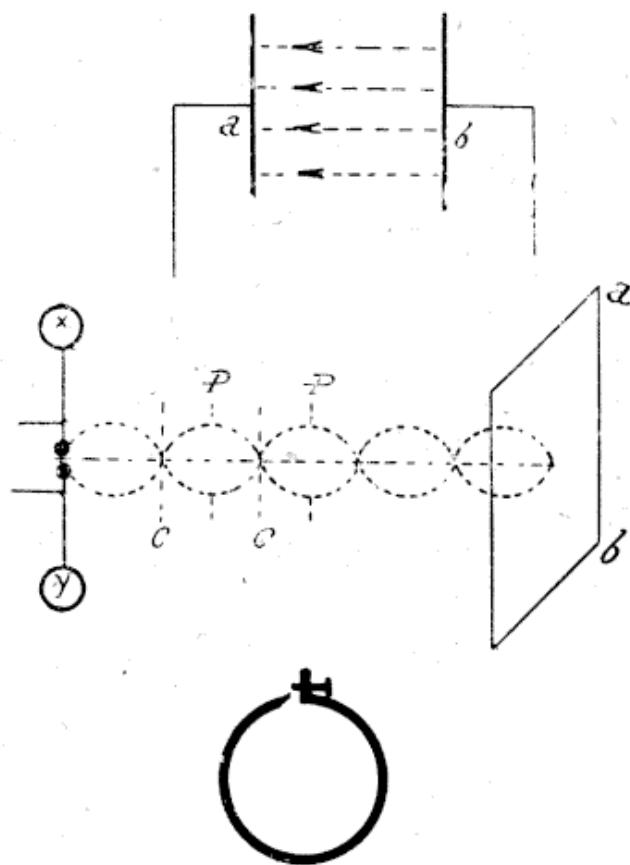


Fig. 25.

La charge d'un condensateur donnera donc lieu à deux sortes de courants : courants de conduction et courants de déplacement.

Ces derniers courants sont susceptibles, comme les courants de conduction, de produire des effets inductifs et magnétiques.

La difficulté résidait dans l'observation des effets de ces courants.

Hertz entreprit de vérifier l'hypothèse de Maxwell. A cet effet il se servait (fig. 25) d'un oscillateur ouvert xy , terminé par deux boules, oscillateur auquel on a donné son nom. La capacité et la self-induction étaient très faibles, de façon à produire des

oscillations de période très courte (50 millions par seconde). Il excitait l'oscillateur à l'aide d'une bobine d'induction.

D'après l'hypothèse précédente, le milieu environnant devait être le siège de perturbations, dont Hertz vérifia l'existence.

Il se servit pour cela d'un résonateur, sorte de petit cercle en cuivre (*fig. 25*) présentant une coupure réglable à l'aide d'une vis micrométrique.

Si les dimensions du résonateur sont convenablement calculées, par rapport à un oscillateur donné, on dit qu'il est accordé, de même qu'un diapason donné entrera en vibrations si on approche de lui un autre diapason de même dimension et déjà mis en mouvement. Le résonateur situé à proximité de l'oscillateur *xy* sera soumis à des effets d'induction de même fréquence et de petites étincelles apparaîtront entre la vis et l'autre extrémité.

L'expérience entreprise par Hertz consistait à produire des ondes stationnaires, en disposant à une distance convenable de l'oscillateur *xy*, une surface métallique *ab*, où les ondes directes se réfléchissaient.

On devait constater des ventres et des nœuds à des intervalles réguliers permettant ainsi de déterminer la vitesse de propagation. L'expérience montra en effet que les étincelles étaient très fournies aux points *P*, tandis qu'il ne se produisait rien aux points *C* (*fig. 25*).

Cette expérience et d'autres plus récentes ont permis de démontrer que les oscillateurs produisaient une perturbation qui se propageait dans le vide avec la vitesse de la lumière.

Cette perturbation se propage sous forme d'ondes électromagnétiques, et de même que l'air est le support des vibrations du diapason, on a été conduit à admettre que les ondes électromagnétiques se propageaient dans un milieu indéfini et subtil appelé l'éther.

La longueur d'onde est aussi l'espace parcouru par la perturbation pendant le temps *T* (période dans le temps du mouvement).

$$\lambda = VT \quad V = 3 \times 10^{10} \text{ cm par seconde.}$$

L'analogie entre les ondes lumineuses et les ondes électriques

était donc frappante, et il était possible à partir de ce moment d'établir une base théorique pour la lumière.

La plus grande différence existant entre les ondes électriques et lumineuses réside dans la fréquence.

La plus petite longueur d'onde obtenue pour des vibrations électriques atteint $0^{\text{cm}},6$ alors que la plus grande longueur d'onde des vibrations lumineuses est $0^{\text{cm}},00086$.

Représentation de la propagation. — La perturbation comporte deux ébranlements ayant une vitesse de propagation égale. La superposition de ces deux ébranlements constitue le champ électromagnétique.

L'ébranlement magnétique est caractérisé par des lignes de force (*fig. 26*) qui sont des cercles horizontaux ayant pour axe l'axe de l'oscillateur.

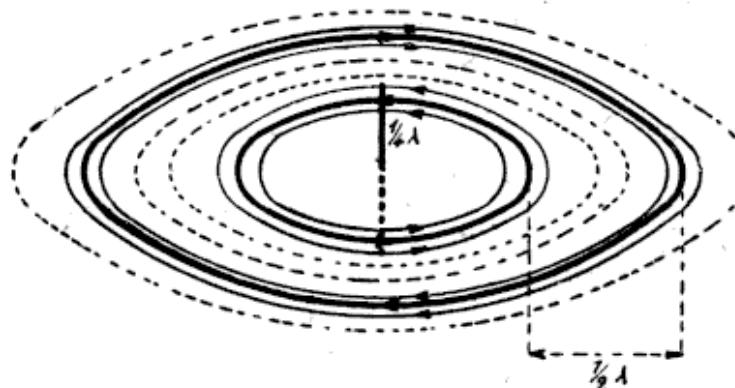


Fig. 26.

L'ébranlement électrique est représenté par des lignes de tension ou de force.

Supposons un petit oscillateur linéaire vibrant en une demi-onde, et qui est le siège d'oscillations non amorties ; la figure 27 représente les lignes d'induction pour une demi-période. Au début, quand aucune charge n'est communiquée à l'oscillateur, il n'y a pas de lignes de forces (1). Pendant la première partie au huitième de la période (2), il y a commencement de charge, la partie supérieure se charge positivement et la partie inférieure négativement, des lignes de force sortent de la moitié supérieure pour rejoindre la moitié inférieure. Au quart de la période (3), les lignes de force sont très nombreuses et s'écartent de plus en plus.

A ce moment la décharge se produit et les deux moitiés de l'oscillateur prennent des charges inverses. Si ce nouvel état succérait lentement au précédent, les lignes de force auraient le temps de disparaître, avant l'apparition des lignes de force opposées dues

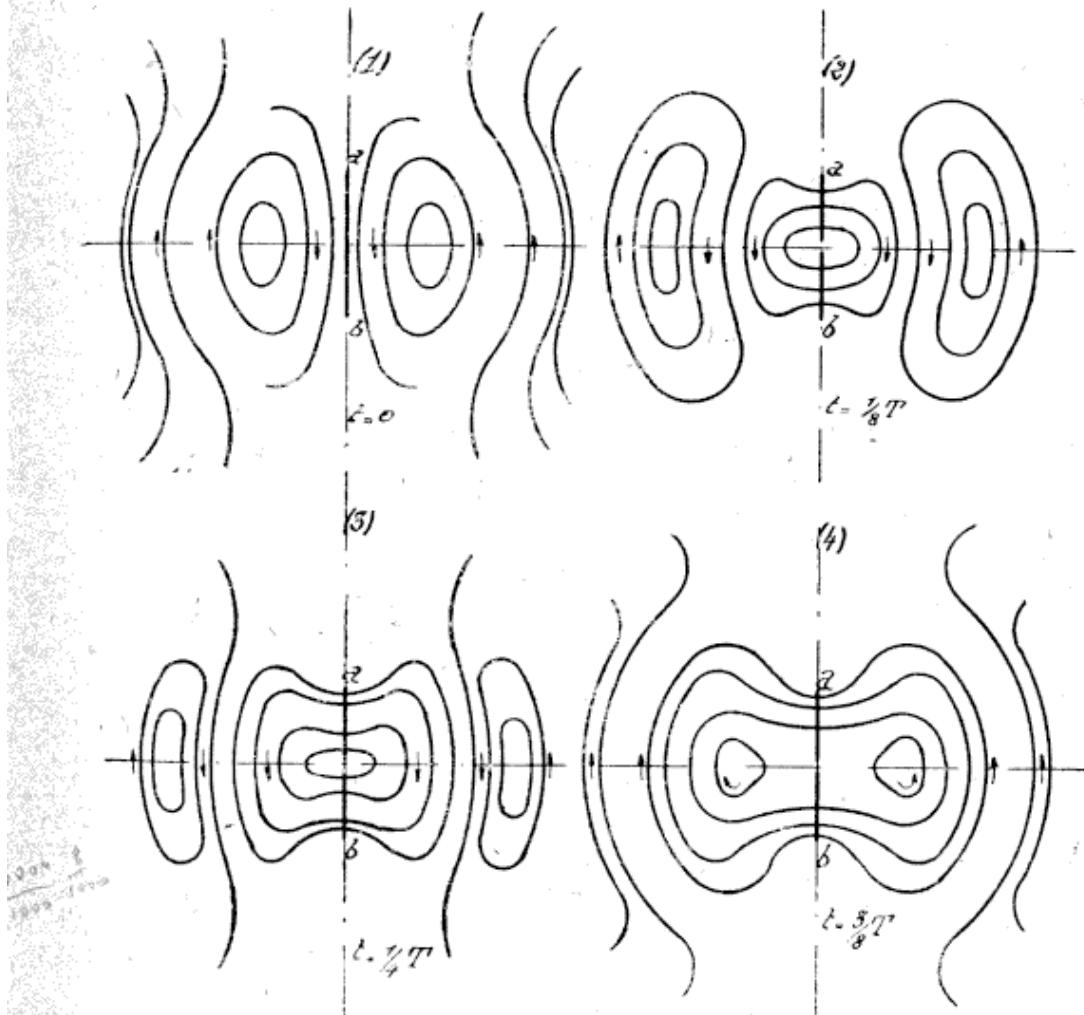


Fig. 27.

au nouvel état, mais comme l'oscillation est rapide, le changement d'état est aussi très rapide, et l'inertie du milieu s'oppose à la brusque inversion des lignes de force.

Dans ces conditions, elles commencent par se resserrer (3 et 4) et au moment du changement d'état, il y a sectionnement; les lignes primitives se ferment (1) forment une boucle et de nouvelles lignes de force se forment (2).

Ce phénomène se reproduit à chaque alternance, les boucles se

détachent, et se propagent en s'élargissant en forme de demi-cercles (*fig. 28 et 29*) à une certaine distance de l'oscillateur.

La propagation de ces lignes de force électriques donne naissance à un flux magnétique.

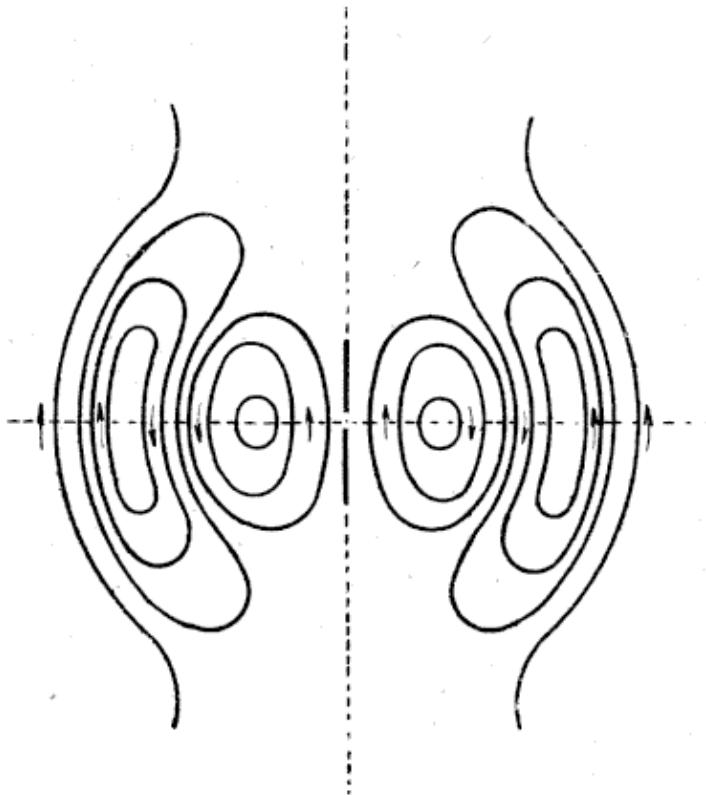


Fig. 28.

La forme de l'ébranlement électrique est identique pour un oscillateur relié à la terre, puisque l'on peut considérer un tel oscillateur comme formé par la partie supérieure et son image ; la présence de la terre ne laisse donc place qu'à la moitié supérieure des boucles.

Les lignes de tension *e* peuvent être considérées comme parallèles au courant qui s'établit et par conséquent à l'oscillateur (*fig. 30*), tandis que les lignes de force magnétiques *m* lui sont perpendiculaires, à grande distance et dans le voisinage du plan équatorial. La direction du flux magnétique est donc perpendiculaire à la direction du flux électrique et à la direction de la propagation *P*.

Les deux flux varient périodiquement de sens et de grandeur et

la force magnétique est nulle quand la force électrique est maximum.

A grande distance, les forces électriques et magnétiques sont localisées à la surface de sphères concentriques dont l'oscillateur

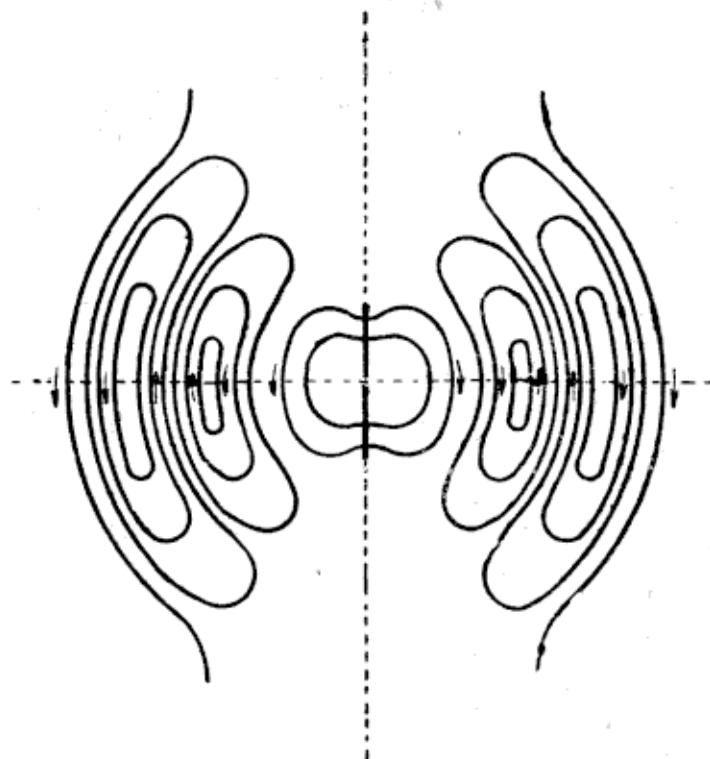


Fig. 29.

est le centre (*fig. 30*). A un instant donné, tous les points également distants du centre, c'est-à-dire se trouvant sur une sphère concentrique, sont dans la même phase de vibration.

Cette sphère constitue une surface d'onde.

Remarque. — De même que l'on a représenté souvent la propagation des ondes, comme les rides concentriques de l'eau, brusquement agitée par une pierre, de même on peut la représenter, suivant un plan et à un instant t , par la corde de la figure 19 (I, II, III).

Amortissement de la propagation dans l'espace. — L'énergie vibratoire dépensée au centre o se déplace sur une sphère de plus en plus grande à mesure qu'elle s'éloigne du centre (*fig. 30*). On peut donc dire que dans l'espace, l'énergie totale w , tout en

restant constante, se répartit sur des sphères de rayons de plus en plus grands s et s' .

Aux instants t et t' , nous devons avoir :

$$W_1 = WS = W'S'$$

w et w' représentant les énergies par unité de surface,

d'où :

$$\frac{W}{W'} = \frac{S'}{S} = \frac{r'^2}{r^2}$$

r et r' étant les distances du point o .

Sur une direction ox de propagation, l'énergie décroît comme

le carré des distances au point o , et les amplitudes de la propagation iront en décroissant comme les distances au point o , la longueur d'onde restant constante.

Amortissement des oscillations dans le temps. — En considérant un point P dans l'espace, plus ce point sera éloigné du centre o , moins l'amplitude de son ébranlement sera grande.

Si l'on fait cesser la cause de la perturbation au centre o , les amplitudes de l'ébranlement du point P iront en décroissant. C'est le cas des oscillations amorties.

Au contraire, si un apport d'énergie est fourni à chaque période à la cause productrice d'oscillations en o , les amplitudes de l'ébranlement du point P seront

constantes. C'est le cas des ondes entretenues.

Amortissement dans les oscillateurs ouverts. — Le fonctionnement d'un oscillateur ouvert étant analogue à celui d'un oscillateur fermé, le décrément total :

$$\delta = \delta_1 + \delta_2 + \delta_3.$$

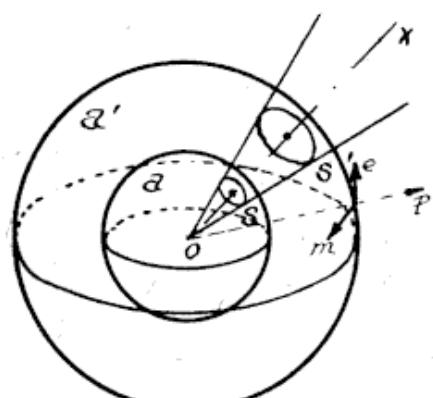
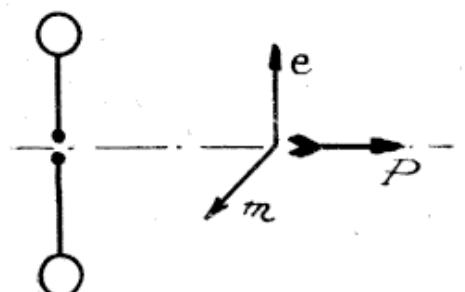


Fig. 30.

Il vient s'ajouter ici une cause d'amortissement dû au rayonnement qui est très important.

Cette dissipation d'énergie est essentielle en télégraphie sans fil. Elle est analogue au rayonnement d'un corps chaud.

Au décrément total, vient donc s'ajouter le décrément partiel δ_4 .

D'après M. Abraham, ce décrément est égal à :

$$\delta_4 = \frac{2,44}{\log_{10} \frac{\text{long. fil}}{\text{rayon fil}}}$$

Il a pour valeur moyenne 0,2 pour un oscillateur de 100 mètres de longueur et de 0,5 à 5 millimètres de diamètre.

CHAPITRE II

PRINCIPES DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Constitution schématique d'un poste de télégraphie sans fil. — L'objet de la radiotélégraphie est en somme d'établir entre deux postes des communications télégraphiques sans employer de fils. Nous connaissons maintenant la plupart des éléments qui nous permettront de réaliser ces communications.

L'oscillateur ouvert, tel que nous l'avons étudié précédemment, émet lorsqu'on modifie son état d'équilibre électrique, des ondes qui se propagent dans l'air, transportant une certaine quantité d'énergie, qui pourra être utilisée à produire un travail.

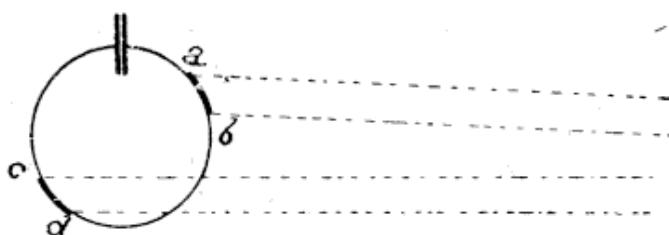


Fig. 31.

L'oscillateur fermé ne pouvait convenir pour des effets à distance. En effet, d'abord le champ électrique est en principe concentré dans l'espace, généralement petit, compris entre les plateaux du condensateur. Les lignes d'induction ne peuvent donc se détacher en grand nombre, et on peut admettre que le rayonnement est très faible. D'autre part les actions des champs élémentaires de deux éléments de courant ab et cd (fig. 31) sur un

point situé à grande distance, sont égales et de sens contraire, dont l'action résultante sera nulle.

Pour qu'un oscillateur fournit beaucoup d'énergie dans l'espace extérieur, il faut que son rayonnement soit le plus grand possible, c'est-à-dire qu'il crée à une grande distance un champ électrique et un champ magnétique intense.

Un poste de transmission sera constitué en principe d'un oscillateur linéaire T (fig. 32) relié à la terre, dont l'éclateur sera relié à une bobine d'induction pour pouvoir produire des trains d'onde.

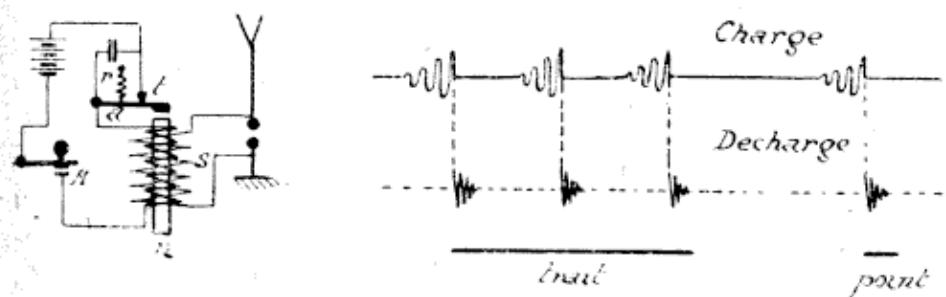


Fig. 32.

La bobine d'induction se compose en principe d'un enroulement primaire n monté sur un noyau magnétique. Un courant continu fourni par exemple par une batterie de piles est interrompu rapidement par une palette a . En effet, si l'interrupteur M est abaissé le circuit est fermé par M , n , a , t , la palette a est attirée et coupe le courant en t . A ce moment la palette revient en contact avec le plot t par suite de l'action du ressort r , et les mêmes phénomènes se reproduisent. A chaque variation de courant dans le circuit n correspondra une variation du flux dans le noyau de fer, qui donnera naissance à une force électromotrice dans le secondaire S , relié aux deux bornes de l'éclateur. Il se produira donc une décharge oscillante dans l'oscillateur à chaque charge nouvelle,

c'est-à-dire à chaque variation de courant dans le circuit primaire.

Des ondes électromagnétiques se transmettront à distance.

On conçoit facilement qu'en laissant l'interrupteur M fermé, les trains d'ondes se succéderont rapidement dans l'espace et pourront influencer un système récepteur, mais il faut pouvoir produire des signaux compréhensibles.

Dans ce but, en espaçant convenablement des séries de trains d'ondes, on pourra obtenir des signaux Morse (*fig. 32*). On aura ainsi constitué un poste élémentaire de transmission, et le conducteur vertical relié à l'éclateur sera appelé antenne.

Le poste de réception devra naturellement comporter un dispositif permettant de déceler la présence des ondes transmises. On a vu qu'il était possible d'employer un petit résonateur, mais cet appareil ne permettrait des réceptions qu'à une faible distance du poste de transmission. C'est à M. Branly qu'est due l'ingénieuse découverte du tube radio-conducteur.

Dans un petit tube de verre on introduit une faible quantité de limaille métallique maintenue entre deux électrodes métalliques. Si l'on relie les deux électrodes aux bornes d'une pile, par l'intermédiaire d'un galvanomètre, ce dernier n'indique aucune déviation la limaille offrant une résistance assez grande au passage du courant. Mais si l'on place le tube à proximité d'un oscillateur qui se décharge, le galvanomètre dévie fortement, indiquant une diminution de la résistance de la limaille. Un coup sec sur le tube ramène la limaille à l'état primitif.

Le poste récepteur pourra être constitué par une antenne R, c'est-à-dire un oscillateur relié à la terre, et l'éclateur étant remplacé par le tube à limaille (*fig. 33*).

Placé à une certaine distance du poste transmetteur, on peut admettre que l'antenne réceptrice sera coupée par des lignes de force émises par le poste de transmission. L'action de ces lignes de force aura pour effet d'induire une série de courants ondulatoires qui produiront des vibrations capables de modifier la résistance de la limaille en p (*fig. 33*).

Il sera nécessaire d'ajointre au système récepteur deux dispositifs permettant de distinguer et d'enregistrer les signaux.

A cet effet le galvanomètre est remplacé par un relais *r* qui ferme le circuit d'une batterie auxiliaire, sur le frappeur *a* et en même temps sur une sonnerie *s*, ou un récepteur Morse, qui inscrira directement les signaux sur une bande de papier.

La transmission d'un trait sera représentée par une succession de petits points, ou si l'électro-aimant du récepteur Morse possède un dispositif retardateur (le temps d'attraction de la palette n'excédant pas l'intervalle entre deux trains d'ondes), une succession très rapprochée de trains se traduira directement par un trait.

On conçoit qu'en disposant un organe de transmission et un de réception auprès de chaque antenne, on aura établi un système d'intercommunication entre les deux postes, ce qui est le cas général de la pratique.

Origines de la télégraphie sans fil. — La télégraphie par ondes électromagnétiques n'avait pas encore fait ses débuts, que de nombreux procédés de télégraphie sans fil avaient été imaginés. La plupart de ces dispositifs ne pouvaient produire une action appréciable qu'à des distances relativement faibles.

Ce n'est qu'en 1887, grâce aux expériences restées célèbres de Hertz qu'il fut permis d'entrevoir le développement de la radio-télégraphie.

En 1838 le Pr Henry démontrait que dans certains cas la décharge de la bouteille de Leyde était oscillante et pouvait produire des effets d'induction à distance.

Les expériences de Feddersen, un peu plus tard, confirmèrent les résultats obtenus par le Pr Henry. Il parvint même à vérifier la proportionnalité de la période à la racine carrée de la self-

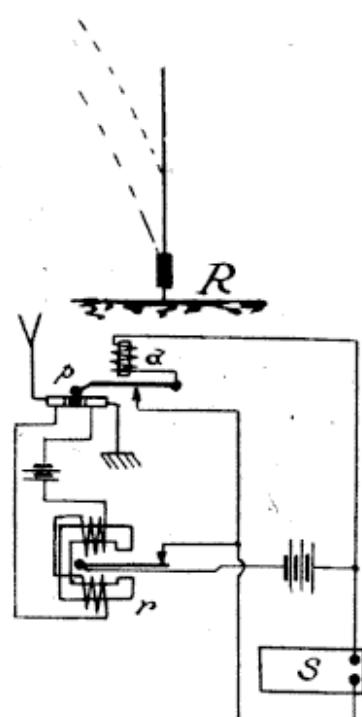


Fig. 33.

induction et de la capacité, et obtint des périodes allant jusqu'à 10^{-4} secondes.

En 1870 Von Bezold parvint à démontrer expérimentalement que les oscillations électriques se réfléchissaient à l'extrémité isolée des fils.

A partir de 1879, les progrès furent très importants. Ce fut d'abord le Pr^r Hughes qui démontra que le microphone pouvait être influencé par les ondes électriques, puis un peu plus tard Hertz entreprit ses études sur les oscillations.

En 1890 M. Branly reprit l'étude de la conductibilité des pou-dres métalliques, et construisit le premier cohéreur à limaille.

Ce dernier fut employé pratiquement par Popoff pour prévenir de l'approche des orages. Enfin les expériences de Lodge permirent, grâce au cohéreur, de démontrer expérimentalement la propagation des ondes électromagnétiques. Ces expériences ont permis de prouver le rapprochement des ondes lumineuses et des ondes électriques. Les fréquences obtenues étaient de 50 milliards de vibrations par seconde. M. Bosc modifia un peu plus tard l'exciteur et obtint des fréquences de 5000000000 vibrations par seconde.

P. Lebedew obtint des longueurs d'onde égales à $0^{em},6$ et des fréquences égales à 10^{11} vibrations par seconde à l'aide d'un excitateur de $1^{mm},33$ de longueur et $0^{mm},5$ de diamètre.

Enfin c'est à Marconi que l'on doit la réalisation pratique des premiers postes de transmission.

Étude des circuits couplés. — Couplages. — Considérons un circuit (1) comprenant une self S, un condensateur C et un éclateur E (*fig. 34*) et plaçons à proximité un second circuit (2) comprenant une self S' et un appareil de mesure.

Si les deux selfs S et S' sont placées de telle façon qu'il y ait induction maximum et si l'on charge le condensateur C à l'aide d'une bobine d'induction, le circuit 1 sera le siège d'une décharge oscillante. La self S agira par induction sur la self S' et le circuit 2 sera parcouru par un courant. L'appareil de mesure du circuit 2 accuse une déviation.

On dit que les systèmes 1 et 2 sont couplés. Le système 1 étant le siège d'oscillations de période bien déterminée, entraîne, si les deux bobines S et S' sont assez éloignées l'une de l'autre pour éviter la réaction, la production d'oscillations de même période dans le système 2. Le courant i' du système 2 (courbe II) est à chaque instant proportionnel au courant i , après un temps d'établissement t .

Le système 2 est dit apériodique et sert en pratique de circuit de mesure. Dans certains cas, on verra que si les deux bobines S et S' sont très rapprochées, il peut y avoir réaction de la bobine S' sur la bobine S et cette réaction agit comme si la résistance du circuit 1 était augmentée.

Si le système 2 avait contenu un condensateur (*fig. 35, I*) les courbes auraient été différentes et le système 2 serait devenu alors le siège d'oscillations complexes.

Ce couplage est appelé couplage par induction.

Si les deux bobines sont enroulées sur le même noyau, on conçoit qu'il soit possible de supprimer une des bobines et de relier les deux extrémités du circuit 2 (*fig. 35, II*) aux bornes de la bobine de 1. On aura ainsi réalisé un couplage par dérivation. Dans ce cas le circuit 1 produit un flux d'induction magnétique à travers la bobine commune, qui induira une force électromotrice dans le circuit 2.

Enfin il existe encore le couplage électrique (*fig. 35, III*). Le condensateur du circuit 1 crée un champ électrique qui porte les armatures du condensateur du circuit 2 à des tensions différentes, créant ainsi des oscillations électriques dans le circuit 2. Le condensateur peut être commun (*fig. 35, IV*).

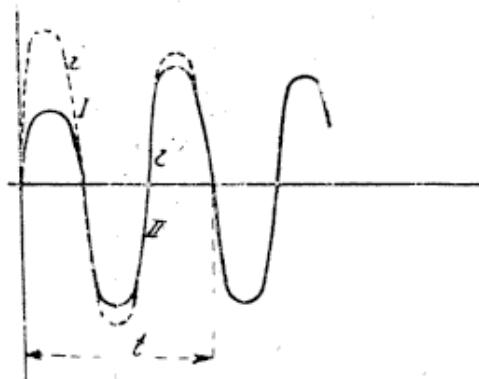
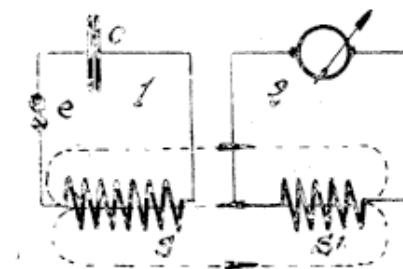


Fig. 34.

Dans le couplage galvanique, la partie commune aux deux circuits (*fig. 35, V*) est constituée par une résistance. On conçoit que les oscillations du circuit 1 peuvent provoquer une différence de potentiel aux bornes de la résistance.

Dans l'analyse des phénomènes qui vont suivre, on ne consi-

dérera que les circuits couplés magnétiquement, les phénomènes restant sensiblement les mêmes pour les autres couplages.

Remarque. — En général les bobines ne sont pas montées sur des noyaux magnétiques, comme dans le cas des courants alternatifs à basse fréquence. Avec les courants alternatifs à haute fréquence, on constate que dans la plupart des cas il y aurait diminution du flux d'induction.

Degré de couplage. — Le degré de couplage est variable suivant la position des bobines l'une par rapport à l'autre.

Si elles sont toutes deux parallèles (cas de la *fig. 34*) mais assez éloignées, il ne peut y avoir qu'une réaction très faible du circuit excité 2 sur le circuit excitateur 1.

Au contraire si elles sont proches l'une de l'autre, il y aura réaction.

Dans le premier cas, le couplage est dit lâche ou faible. Il peut être même très lâche.

Dans le deuxième cas, il est dit serré ou rigide, il peut même être très serré.

Le couplage réalisé par la méthode magnétique est fonction de l'induction mutuelle entre les deux circuits et de la self-induction propre des deux circuits.

On trouve que x le degré de couplage, appelé aussi coefficient

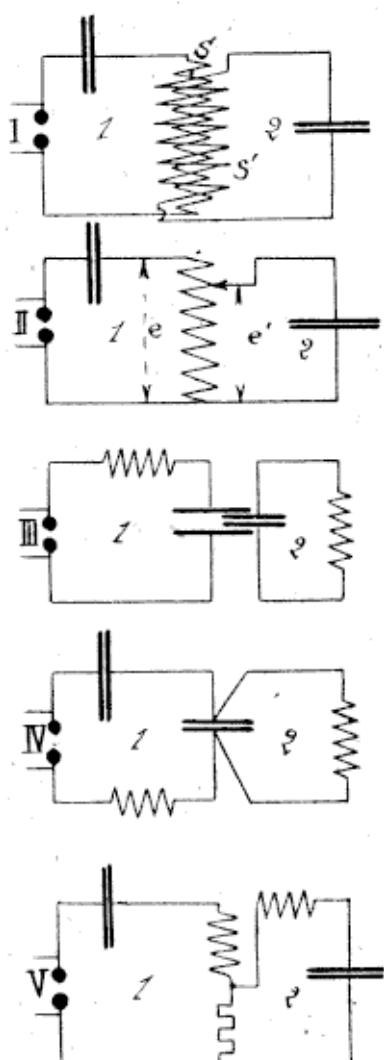


Fig. 35.

d'accouplement, est défini par la relation :

$$x = \frac{m}{\sqrt{l_1 l_2}}$$

où m est le coefficient d'induction mutuelle.

l_1 = coefficient de self-induction du circuit 1.

l_2 = coefficient de self-induction du circuit 2.

Si le coefficient d'induction mutuelle m est nul, aucun flux de la bobine de 1 ne traverse la bobine de 2, les deux circuits sont très éloignés. Le coefficient d'accouplement $x = 0$.

Si tout le flux de la bobine 1 traverse la bobine 2, c'est-à-dire dans le cas où il n'y ait pas de fuite, le coefficient d'accouplement $x = 1$ et $m = \sqrt{l_1 l_2}$.

Les valeurs extrêmes que peut prendre le degré de couplage, sont 0 et 1.

Entre 0 et 0,1 le couplage est dit très lâche.

Entre 0,1 et 0,3 le couplage est dit lâche.

Entre 0,3 et 0,8 le couplage est dit serré.

On voit qu'on peut faire varier le coefficient d'accouplement de deux circuits en agissant, soit sur le coefficient d'induction mutuelle m , soit sur les coefficients de self-induction des deux circuits.

Couplage très lâche de deux systèmes à oscillations amorties. — L'apéridicité était facile à comprendre dans le cas précédent, mais les phénomènes ne sont plus identiques, lorsque le circuit 2 est un circuit oscillant (fig. 36). On constate pratiquement l'existence de deux oscillations dans le circuit secondaire 2.

a) Une oscillation due au circuit primaire, ayant même fréquence et même amortissement, qui est appelée oscillation forcée V (courbe 1 — cette oscillation est non amortie dans le cas de la figure).

b) Une oscillation libre, ou oscillation propre du circuit secondaire v_1 ayant la fréquence et l'amortissement propre du circuit secondaire.

On peut obtenir la résultante des deux oscillations V_r en ajoutant ou retranchant à tout instant les amplitudes de chaque courbe.

Les courbes du courant se représenteraient d'une façon analogue.

La résultante de ces deux courbes est très irrégulière, lorsque les périodes des deux oscillations du circuit secondaire sont très différentes.

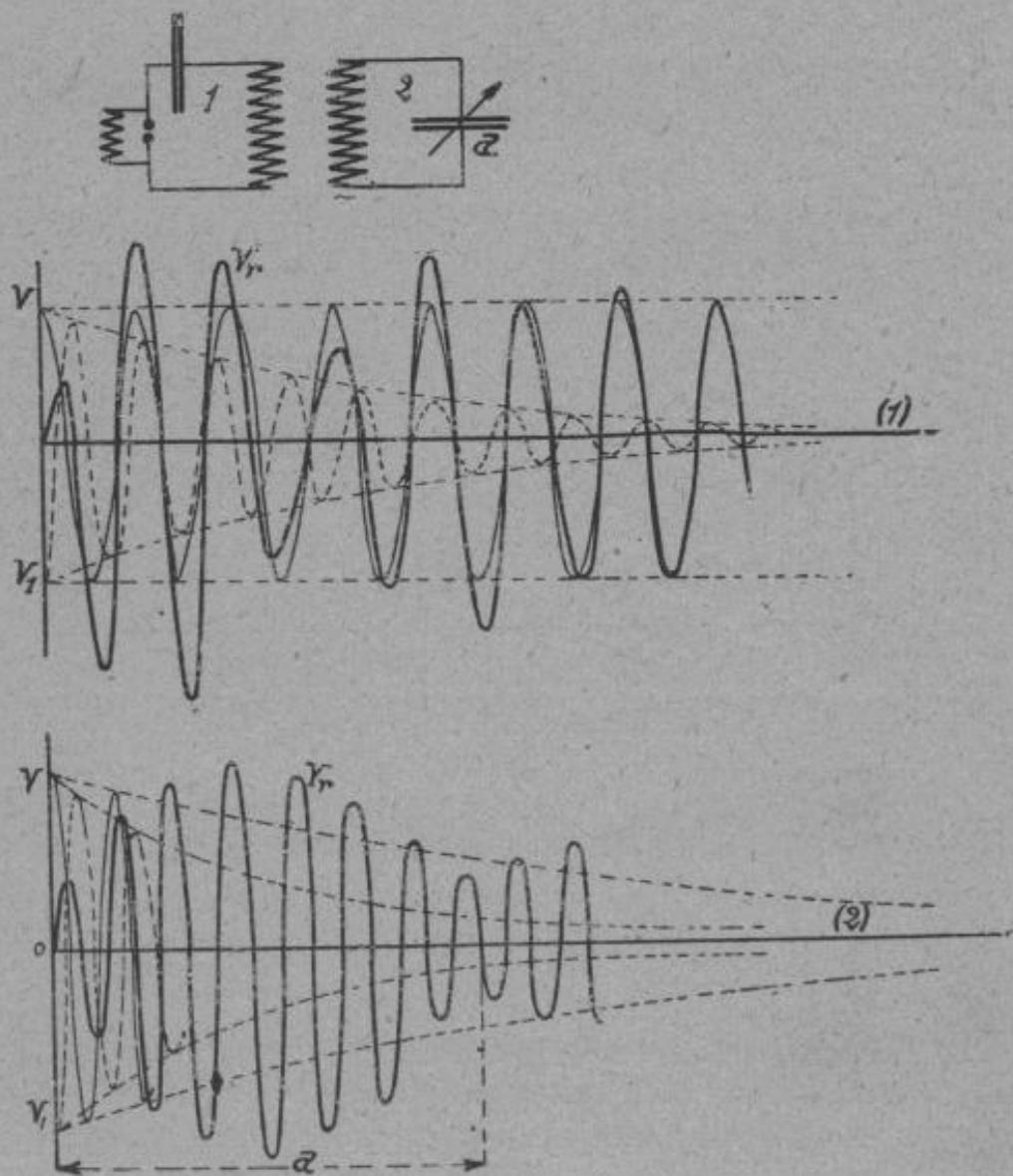


Fig. 36.

Pour une très petite différence de fréquence ou de période, on aurait une courbe (2) résultante présentant des renflements qu'on a appelé par analogie avec l'acoustique, des battements.

Si la différence de fréquence est très petite, les battements sont très espacés c'est-à-dire que la distance a (fig. 37) sera très

grande; au contraire la distance a sera très petite si la différence de fréquence est plus grande.

En général le nombre de battements est égal à $\frac{f_1 - f_2}{2}$,

f_1 et f_2 étant les fréquences des deux oscillations.

Les battements seront plus accentués si l'amortissement des deux oscillations est le même.

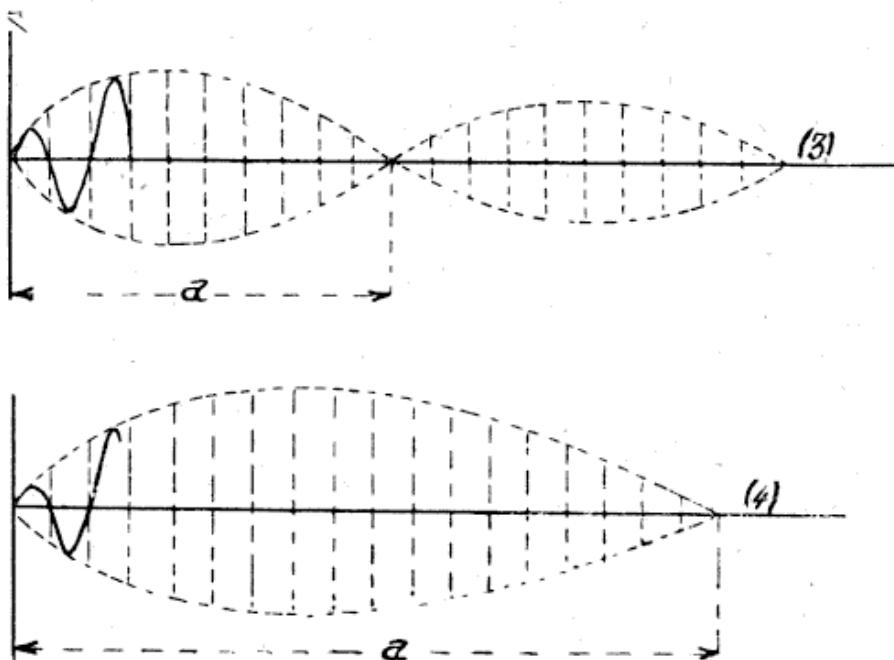


Fig. 37.

On se rend compte que si l'on fait varier la fréquence du circuit 2, on fait varier la fréquence de l'oscillation propre du circuit, et les battements seront de plus en plus espacés, quand la fréquence de l'oscillation propre se rapprochera de celle de l'oscillation forcée.

Quand les deux oscillations auront même fréquence la courbe résultante (*fig. 38, 1*) sera maximum, on dit alors que les deux circuits sont accordés, c'est-à-dire qu'il y a résonance.

Il faut que T période de l'oscillation forcée, c'est-à-dire du circuit excitateur 1 égale T' période de l'oscillation propre, c'est-à-dire du circuit secondaire 2.

$$\begin{aligned} T &= T' \quad \text{et comme : } T = 2\pi\sqrt{L_1 C_1} \\ \text{et :} \quad T' &= 2\pi\sqrt{L_2 C_2} \\ 2\pi\sqrt{L_1 C_1} &\equiv 2\pi\sqrt{L_2 C_2}. \end{aligned}$$

En pratique les deux périodes ne seront pas rigoureusement égales.

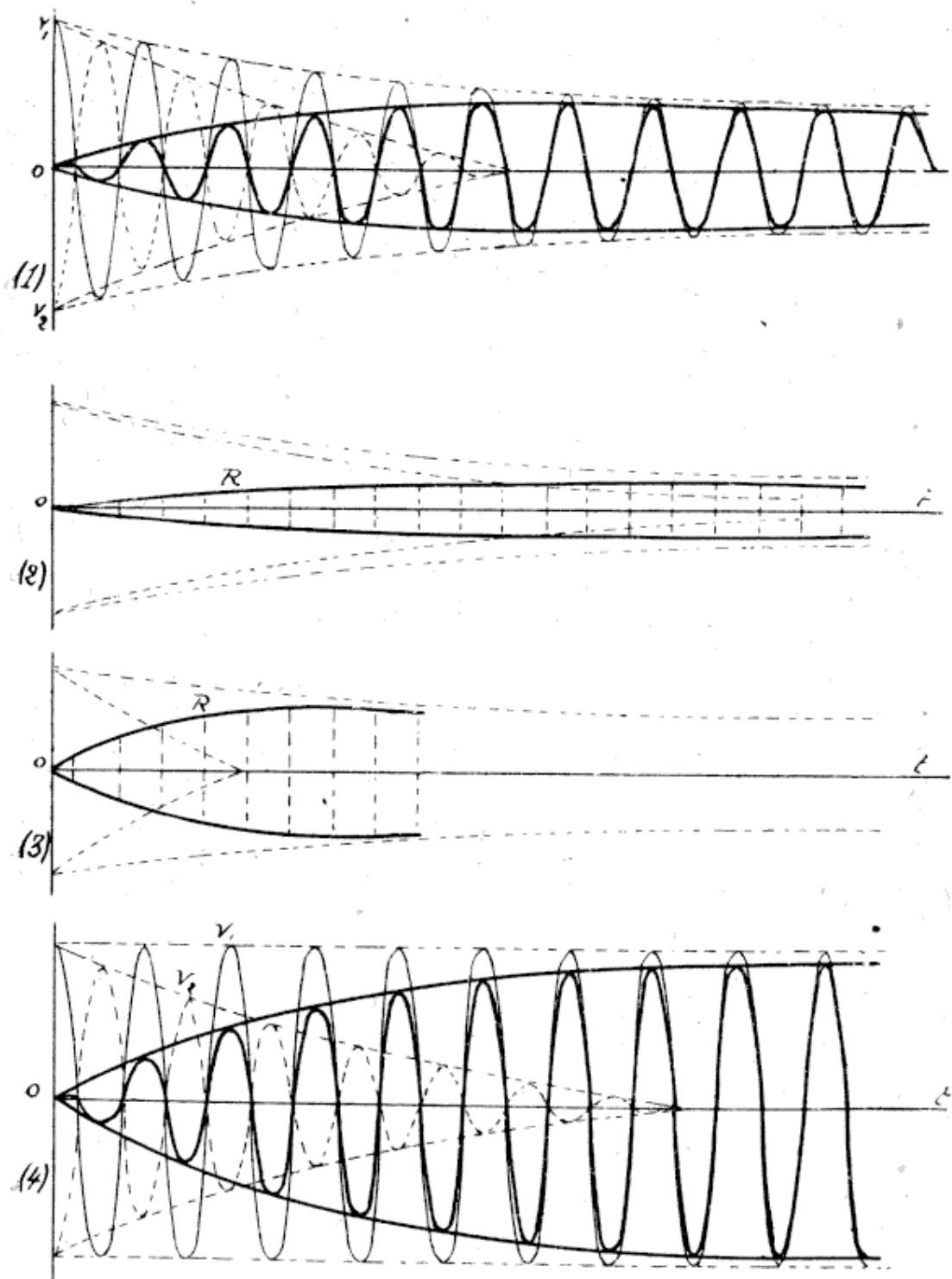


Fig. 38.

On remarque que si l'amortissement des 2 oscillations, c'est-à-

dire des deux circuits, sont égaux, la variation d'amplitude est très rapide (*fig. 38, 2*). Si l'une d'elles a un fort amortissement, la croissance de l'amplitude dépendra de l'oscillation la plus amortie (*fig. 38, 3*).

Dans ce dernier cas, au bout d'un certain temps, la courbe ne dépend plus que de l'oscillation la moins amortie, et se confond avec elle.

Couplage très lâche de deux systèmes à oscillations non amorties. — Si le circuit primaire est le siège d'oscillations, non amorties, les mêmes phénomènes se présenteront. L'oscillation forcée sera de la période du circuit primaire, mais ne présentera aucun amortissement.

L'amplitude de la courbe résultante (*courbe 4, fig. 38*) croît progressivement, et sa progression est d'autant plus lente que l'amortissement de l'oscillation propre du circuit 2 est petit. A partir de ce temps, l'amplitude devient très grande jusqu'à un certain équilibre, le circuit primaire ne fournissant en somme à chaque période qu'une impulsion, toute l'énergie étant concentrée dans le système secondaire.

Remarque. — Certains auteurs tels que M. Hettings ont démontré que l'oscillation résultante était due à une oscillation forcée et une superposition d'oscillations libres élémentaires ; on obtient d'ailleurs les mêmes résultats.

Vérification et analogie. — Vers 1895, M. Lodge prouvait déjà le phénomène de la résonance entre deux circuits couplés. Il employait un oscillateur exciteur, composé d'une bouteille de Leyde *a* et d'un éclateur *c* (*fig. 39, 1*), et un circuit résonateur comprenant une bouteille de Leyde *a'*, une self variable à l'aide de la barrette *r* et un petit éclateur à distance explosive variable *c'*.

Les deux circuits étant couplés, pour une certaine position de *r*, les étincelles en *c'* étaient plus fournies, tandis qu'elles disparaissaient pour des positions différentes de *r*.

En variant la self *l₂* du circuit 2, on peut en effet obtenir la résonance, c'est-à-dire :

$$T = T' \quad \text{ou} \quad 2\pi\sqrt{l_1 C_1} = 2\pi\sqrt{l_2 C_2}$$

on obtenait ainsi une courbe de la forme de la figure en portant la fréquence ou la période en abscisse, et les distances d'étincelles en ordonnée.

La courbe présente un maximum en x pour une fréquence du circuit 2 égale à celle du circuit 1, la distance d'étincelle est à ce moment-là maximum.

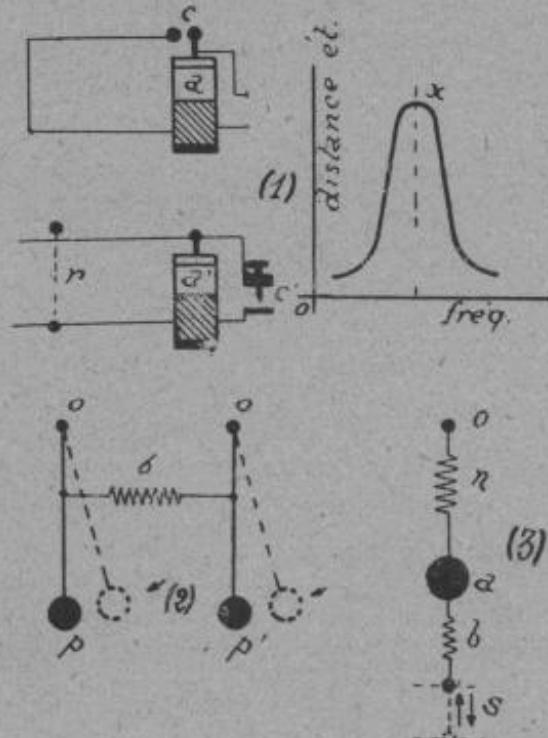


Fig. 39.

les systèmes sont bien établis, on pourra obtenir des battements. Si les 2 pendules ont même période, le mouvement du pendule p' s'amplifie et devient maximum.

Il n'est pas possible de différencier les deux oscillations, mais on peut se les imaginer facilement.

Une expérience analogue pourrait montrer l'oscillation résultante dans un système de 2 circuits, dont l'un est le siège d'oscillations non amorties. Dans ce cas (3) le poids a est attaché par l'intermédiaire d'un ressort n à un point fixe o . Le mouvement est communiqué par un système de va et vient s et le couplage est toujours un ressort très flexible b . On constate qu'à un certain moment, si les deux systèmes ont même période, les amplitudes des mouvements de a s'accroissent et le système s ne fournit plus

La reversibilité des systèmes montre bien l'égalité des fréquences des deux circuits.

Des analogies mécaniques permettent de démontrer grossièrement le phénomène. Considérons deux pendules p et p' reliés par un lien très flexible b représentant un couplage très lâche (2). Si les deux pendules ont des périodes d'oscillation différentes, en communiquant une oscillation au pendule p , on constatera que l'oscillation de p' est très irrégulière et si

qu'un apport d'énergie comparable aux impulsions très faibles communiquées à la corde d'une cloche en mouvement.

Courbes de résonance. —

Supposons deux circuits oscillants 1 et 2 couplés en couplage lâche (fig. 40). Si le circuit primaire 1 est excité, il communiquera des oscillations au circuit 2.

En introduisant dans le circuit 2 un appareil mesurant l'effet de courant et en rendant la capacité de 2 variable, il sera possible d'obtenir la résonance entre les deux circuits.

$$2\pi\sqrt{L_1 C_1} = 2\pi\sqrt{L_2 C_2}.$$

On constatera à ce moment que la déviation de l'appareil de mesure passe par un maximum. Pour de faibles variations de période en deçà ou au delà de la résonance, l'intensité diminue pour devenir presque nulle pour des variations plus importantes.

En portant en ordonnée les indications de l'appareil de mesure, et en abscisse les fréquences du circuit secondaire on obtient la première courbe de la figure 40.

On remarque qu'on aurait pu tout aussi bien porter en abscisse, la période, les valeurs de la capacité variable ou encore

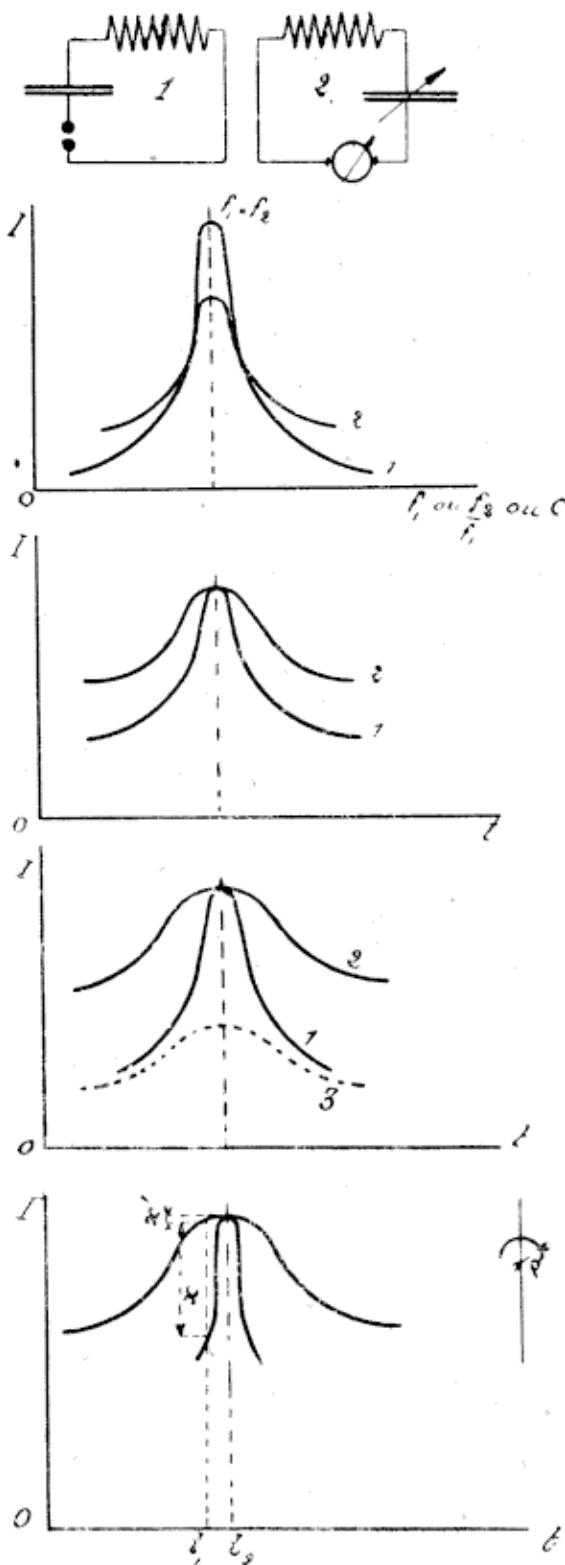


Fig. 40.

si la self avait été variable et la capacité fixe, les valeurs de cette self.

Pour permettre la comparaison entre des courbes de résonance on a l'habitude de porter les points maxima ensemble.

Si l'on change les constantes électriques des deux circuits la forme de la courbe de résonance est modifiée. Elle dépend en principe de l'amortissement des deux circuits et du coefficient d'accouplement x . Soit δ_1 l'amortissement du circuit primaire et δ_2 l'amortissement du circuit secondaire. La courbe de résonance de ces deux circuits est représentée par I , l'amortissement D :

$$D = \frac{\delta_1 + \delta_2}{2}$$

Pour la courbe 2 , nous aurons de même :

$$D' = \frac{\delta'_1 + \delta'_2}{2}$$

dans ce cas :

$$D < D'$$

Pour deux courbes données, à une période t , il y a une plus grande différence d'intensité :

$$x > x'$$

On dit alors que la résonance du système I_x est plus aiguë que la résonance du système $I_{x'}$, et on mesure l'acuité de la résonance par le rayon de courbure ρ . Plus ce rayon de courbure ρ sera petit, plus la résonance sera aiguë :

$$\frac{1}{\rho} = \frac{I}{\left(\frac{\delta_1 + \delta_2}{2\pi} \right)^2}$$

L'accord sera d'autant plus aigu que les amortissements du primaire et du secondaire seront plus faibles et le couplage lâche.

Si les circuits sont fortement amortis, la résonance ne se produit pas exactement au point de fréquence égale : la courbe de tension est décalée par rapport à la courbe d'intensité (*fig. 41, 1*).

On peut montrer expérimentalement la présence de deux oscillations dans le circuit secondaire.

Soit un circuit I producteur d'oscillations et un circuit II couplé en couplage lâche avec le circuit I et ayant même période.

Un circuit auxiliaire de mesure III permettra de relever les courbes de résonance.

En introduisant dans le circuit II une résistance électrolytique, la courbe de résonance a la forme 1 (fig. 41, 2), en effet l'oscillation propre du secondaire sera fortement amortie, et il ne subsistera plus que l'oscillation forcée. On constate donc deux maxima.

En introduisant la résistance électrolytique dans le circuit exciteur I, l'inverse se produira, l'oscillation forcée est très amortie et il ne subsiste plus que l'oscillation propre du circuit 2 (courbe 2).

Couplage serré. — Quand le coefficient d'accouplement x se rapproche de 1, on dit que le couplage est serré.

On augmente le coefficient d'accouplement en augmentant le coefficient d'induction mutuelle m ou en agissant sur la valeur des coefficients de self-induction l_1 et l_2 .

On augmente ou on diminue m , en approchant ou en éloignant les deux selfs l_1 et l_2 (fig. 42, 1). On peut aussi modifier la position de l_2 en la faisant tourner sur elle-même, réduisant ainsi le nombre de lignes de force qui la coupent.

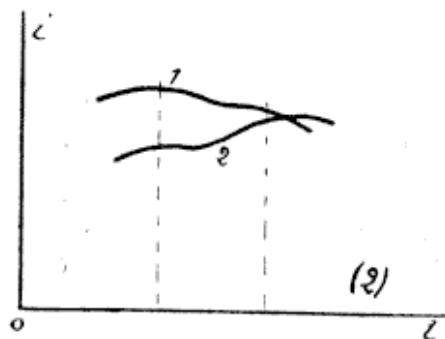
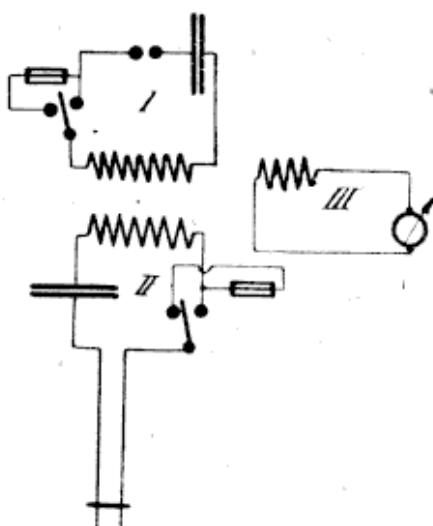
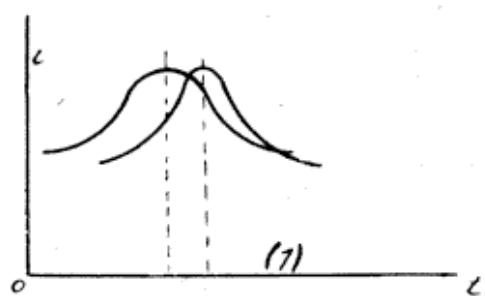


Fig. 41.

On peut obtenir une gamme plus grande, en agissant à la fois sur l , l_1 et l_2 et pour ne pas faire varier la fréquence des systèmes,

c'est-à-dire rétablir la résonance, on compense les variations produites en augmentant ou diminuant la valeur de la capacité.

Dans les montages en dérivation, le couplage ne peut varier que dans des limites très petites (2), et on ne peut obtenir facilement des couplages lâches et très lâches.

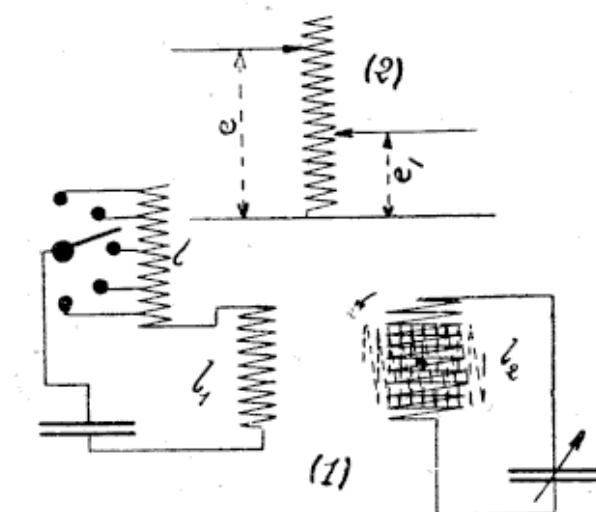


Fig. 42.

Couplage non très lâche de deux systèmes à oscillations amorties. — L'étude de deux systèmes accordés et couplés en couplage non très lâche est très complexe. On peut s'en rendre compte par l'expérience suivante :

Considérons deux systèmes 1 et 2 (fig. 43) pouvant être couplés en couplage lâche ou non très lâche, et supposons-les en résonance.

Si nous constituons un circuit III de mesure, dont on puisse faire varier la fréquence à l'aide d'une self variable, on constate que pour un couplage très lâche entre 1 et 2 et entre 2 et 3, on obtient bien la courbe de résonance 1 de la forme connue.

Pour de faibles variations de la barrette e autour de la position de résonance on n'observe plus de maxima à l'appareil de mesure g .

Si on approche légèrement les deux bobines S et S' des circuits 1 et 2, c'est-à-dire si le couplage n'est plus très lâche, on constate un maximum beaucoup plus étendu, la barrette e peut varier entre deux positions distinctes, de chaque côté de la position initiale. On obtient la courbe de résonance 2 confirmant bien ces résultats. Ceci prouve qu'il n'est pas nécessaire, pour un couplage non très lâche, de réaliser parfaitement la résonance entre les circuits 1 et 2.

En approchant encore S de S' on obtient nettement deux maxima pour deux positions différentes de la barrette e en a' et b' . La courbe de résonance prend la forme 3, les fréquences des maxima étant approximativement à égale distance de la fréquence de résonance en couplage très lâche, mais les amplitudes étant différentes. On obtient de même la courbe 4 en approchant encore les deux selfs S et S' .

On peut donc admettre que lorsque deux circuits oscillants à haute fréquence sont couplés en couplage non très lâche, même si la résonance existe, il prend naissance dans chacun des circuits, par suite de la réaction du circuit secondaire sur le circuit primaire, deux oscillations de période T et T' , différentes des périodes propres des deux circuits.

Si T_1 est la période du circuit 1 et T_2 la période du circuit 2 on a : $T_1 = T_2$ et

$$T < T_1 < T'.$$

La différence de période est d'autant plus grande que le couplage est plus serré.

En théorie on trouve que les fréquences des deux oscillations sont données par les formules :

$$f = \frac{f_1}{\sqrt{1-x}} \quad \text{et} \quad f' = \frac{f_1}{\sqrt{1+x}}$$

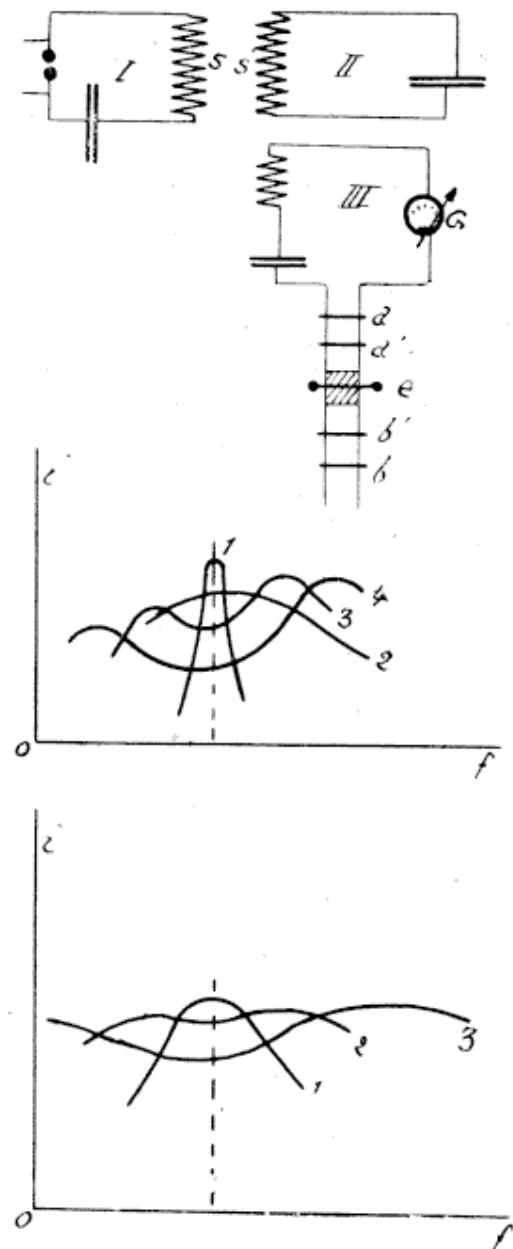


Fig. 43.

ou : $T = T_0 \sqrt{1-x}$ et $T' = T_0 \sqrt{1+x}$.

x étant le coefficient d'accouplement.

En fonction des longueurs d'onde, on obtient de même :

$$\lambda = \lambda_0 \sqrt{1-x} \quad \text{et} \quad \lambda' = \lambda_0 \sqrt{1+x}.$$

le coefficient d'accouplement est donc :

$$x = \frac{\lambda^2 - \lambda'^2}{\lambda^2 + \lambda'^2}.$$

Le courant oscillant ainsi que la tension dans chacun des circuits sont la résultante des deux courants et des deux tensions ayant respectivement des périodes T et T' .

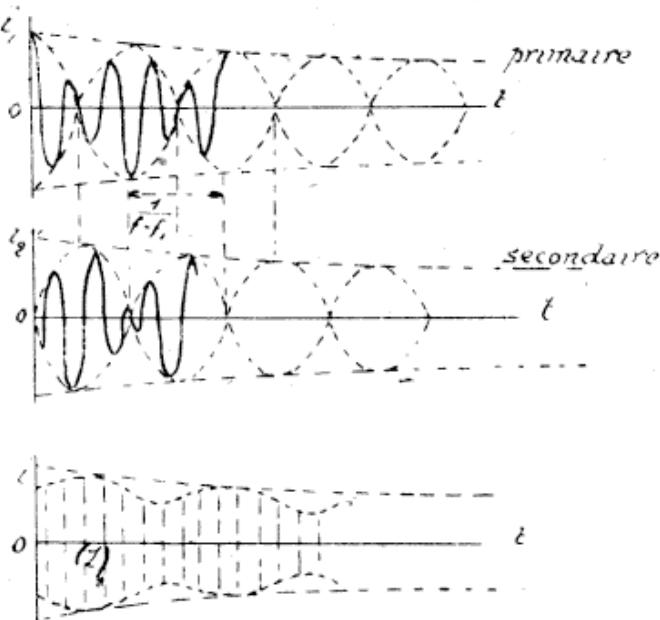


Fig. 44.

En pratique on observe dans les deux circuits un phénomène de battements qui résulte de la composition des deux oscillations.

Les amplitudes résultantes passent par des maxima (fig. 44) et s'annulent avec une fréquence qui est la fréquence du battement.

Si f est la fréquence correspondant à T
et f' celle correspondant à T' ,

La fréquence de l'oscillation résultante est :

$$f_r = \frac{f + f'}{2}$$

L'amplitude des battements est maxima dans le secondaire quand elle est nulle dans le primaire.

Les amplitudes maxima dans le cas de circuits couplés à oscillations amorties vont en décroissant puisque l'énergie électromagnétique se dissipe peu à peu par suite des pertes dues aux amortissements.

Si l'on appelle δ_1 le facteur d'amortissement du circuit 1, et δ_2 le facteur d'amortissement du circuit 2.

L'oscillation de période T a pour amortissement δ

$$\delta = \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} \frac{f}{f_1} = \text{aussi } \frac{\delta_1 + \delta_2}{2(1-x)}$$

L'oscillation de période T' a pour amortissement δ'

$$\delta' = \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} \frac{f'}{f_1} = \frac{\delta_1 + \delta_2}{2(1+x)}$$

Ces formules ne sont qu'approchées, si les deux systèmes ont des éclateurs.

L'oscillation la plus longue est la moins amortie.

Remarques. — Si les oscillations du primaire sont amorties, les courbes de résonance, dans l'expérience précédente, sont de la forme 2 ou 3 (fig. 43).

Il peut arriver que les valeurs minima des amplitudes ne soient pas nulles, la courbe enveloppe des amplitudes est ondulée (courbe 1, fig. 44).

Les courbes de la figure 45, déduites des travaux de P.

Drude donnent l'énergie a transmise au secondaire par le pri-

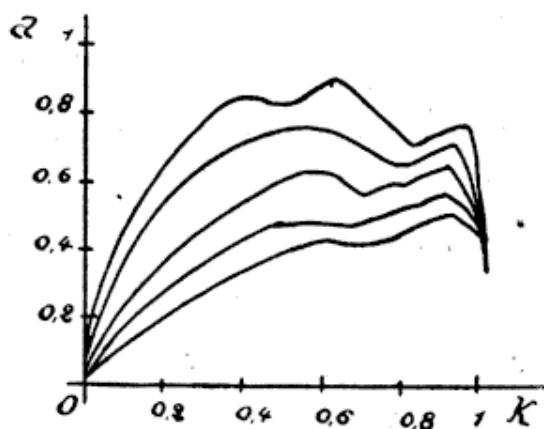


Fig. 45.

maire en fonction de l'accouplement K qui peut être considéré comme peu différent du coefficient d'accouplement x . Ces courbes correspondent à des amortissements $\delta_1 + \delta_2$ variant entre 0, 3 et 2.

Couplage non très lâche de deux systèmes à oscillations non amorties. — Quand l'amortissement des deux circuits

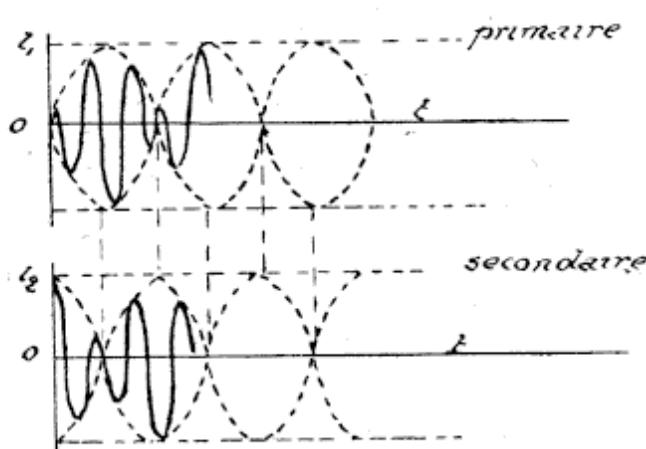


Fig. 46.

couplés est négligeable, la superposition des deux oscillations produit encore des battements dans les circuits (fig. 46).

Les amplitudes maxima restent constantes.

L'énergie électromagnétique s'échange entre les deux circuits sans aucune perte.

De même l'amplitude des battements est maximum dans le secondaire, quand elle est nulle dans le primaire et inversement.

La fréquence de l'oscillation résultante est encore donnée par :

$$f_r = \frac{f+f'}{2}$$

La fréquence des maxima d'amplitude est égale à $f-f'$, ce qui correspond à une période $P = \frac{1}{f-f'}$.

Analogies. — Il est assez difficile de prouver par analogie l'existence de deux oscillations dans le cas de circuits couplés en couplage non très lâche.

Les pendules de MM. Barton et Browning pourront pourtant dans ce cas servir de représentation instructive.

Ce dispositif comprend en principe (fig. 47) un pendule S à lentille, attaché par un fil de longueur variable à un système flexible r fixé en deux points O et O'.

La lentille contient du sable qui laissera une trace sur un plateau mobile t pendant l'oscillation.

En attachant deux pendules S et S' par un lien en caoutchouc ℓ , on pourra montrer la résultante des oscillations qui prennent naissance dans le cas de deux systèmes couplés en couplage très lâche.

Dans le système II les pendules sont montés différemment et peuvent représenter des couplages non très lâches.

Cas particulier. — Excitation par choc. — Dans certains cas de la pratique, on fait agir un circuit primaire très amorti par emploi d'une étincelle fractionnée à grande résistance, sur un circuit secondaire.

L'amortissement du circuit primaire étant très grand, l'oscillation forcée dans le circuit secondaire s'éteint très rapidement et il ne reste plus que l'oscillation propre. Le circuit primaire [ne] sert donc qu'à donner un choc analogue au coup sec donné sur une cloche (fig. 48). Si le couplage n'est pas très lâche, la réaction du secon-

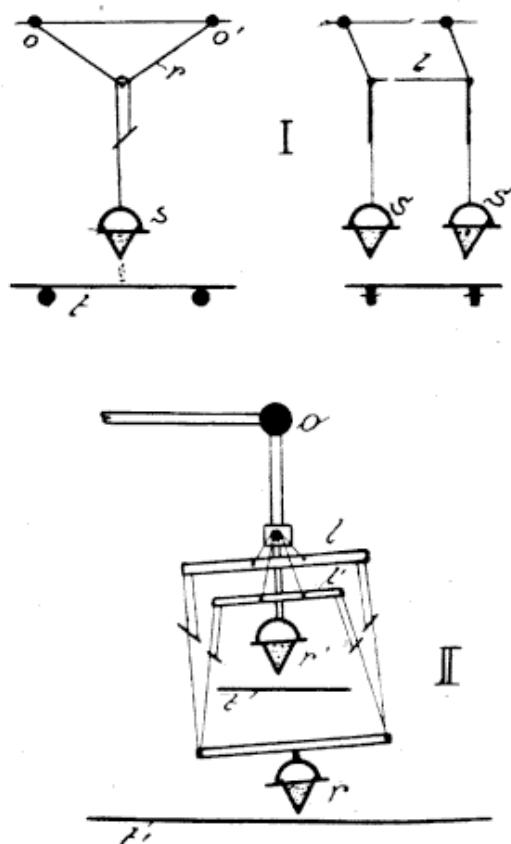


Fig. 47.

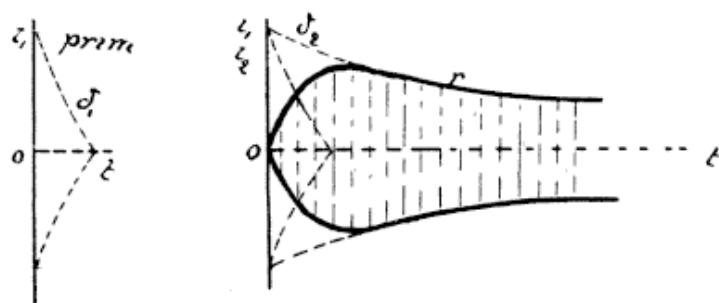


Fig. 48.

daire sur le primaire a pour effet d'augmenter l'amortissement du primaire.

Il ne sera même plus nécessaire de réaliser exactement la résonance entre le circuit primaire et le circuit secondaire, si l'amortissement du circuit primaire est très fort.

Mesures réalisables à l'aide des courbes de résonance. — Les courbes de résonance permettent de réaliser, avec une approximation suffisante, la plus grande partie des mesures nécessaires à la télégraphie sans fil.

Les appareils permettant ces mesures sont les ondemètres ou les contrôleurs d'onde. Ils sont basés sur la mise en résonance de circuits étalonnés et de circuits oscillants, dont on veut mesurer la période, la self, la capacité, etc...

Antennes. — Considérations générales. — Un poste émetteur ou récepteur comporte comme on le sait une antenne reliée à la terre (fig. 49). Un tel système vibre en quart d'onde, c'est-à-dire que la longueur d'onde λ ,

$$\lambda = 4l.$$

étant la longueur de l'antenne.

Si l'on considère deux antennes, l'une émettrice et l'autre réceptrice situées à une certaine distance l'une de l'autre, on peut admettre qu'elles se comportent comme deux oscillateurs couplés en couplage très lâche. On retombe dans un des cas précédemment étudiés, et si l'antenne transmettrice est le siège d'oscillations amorties l'échange d'énergie entre les deux systèmes, antenne émettrice et antenne réceptrice, passera par un maximum, quand il y aura résonance.

En intercalant une self variable ou une capacité variable, on pourra faire varier la période et on devra constater l'effet maximum au récepteur.

En principe pour deux antennes de même forme, il y aura résonance, quand les deux antennes auront même longueur.

L'expérience de la résonance est facile à faire en intercalant dans l'antenne réceptrice un appareil de mesure très

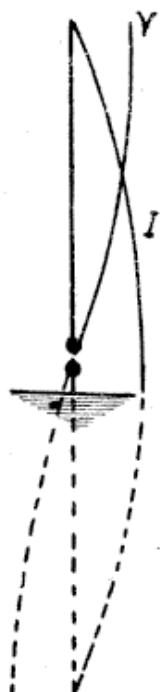


Fig. 49.

sensible (appareil thermique), et en modifiant progressivement la longueur de l'antenne.

Ce dispositif de mesure est peu commode pour les grandes distances entre postes.

En pratique, il est nécessaire de déterminer la période propre d'une antenne de transmission ou de réception. L'état vibratoire électrique ne se présentant pas dans les mêmes conditions dans les oscillateurs fermés et ouverts, la formule de Thomson :

$$T = 2\pi\sqrt{L_c C_c}$$

(L_c et C_c étant la self effective et la capacité effective de l'antenne) n'est qu'approximative.

On préfère dans ce cas l'étonner par comparaison (voir mesures).

Forme des antennes. —
De nombreuses considérations ont obligé les praticiens à modifier la forme des antennes.

Nous citerons en particulier : la disposition des lieux (navires), les qualités spéciales de rendement, la nécessité d'obtenir de grandes longueurs d'onde, etc...

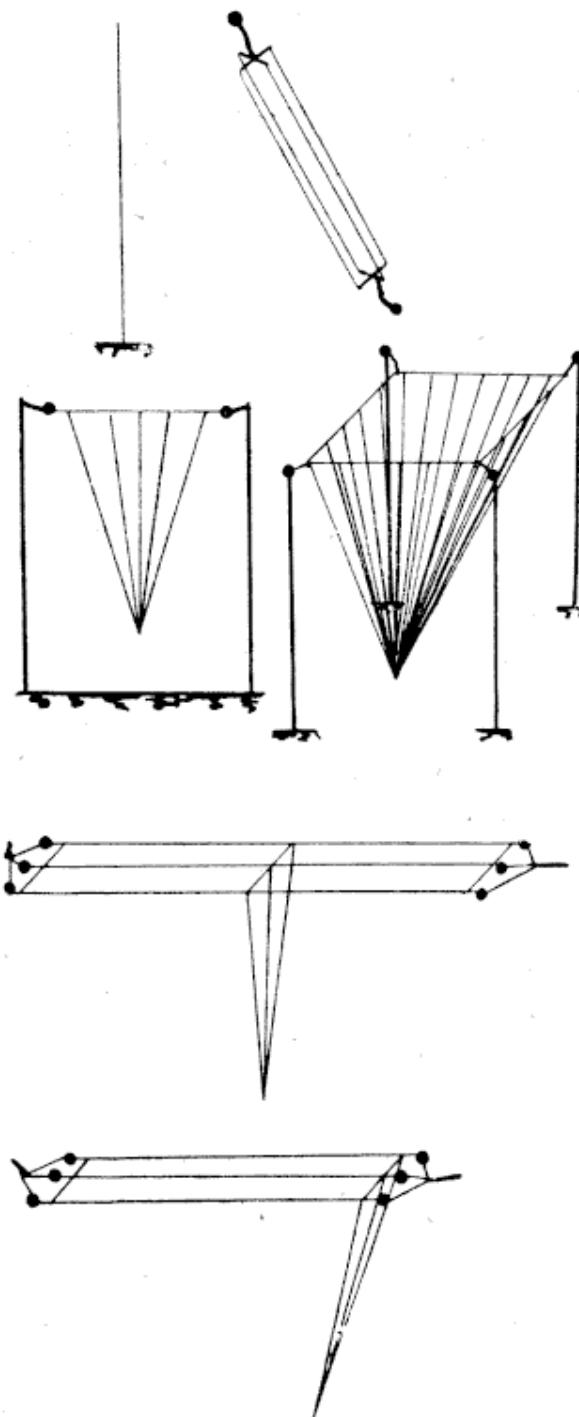


Fig. 50.

On distingue en principe (*fig. 50*) :

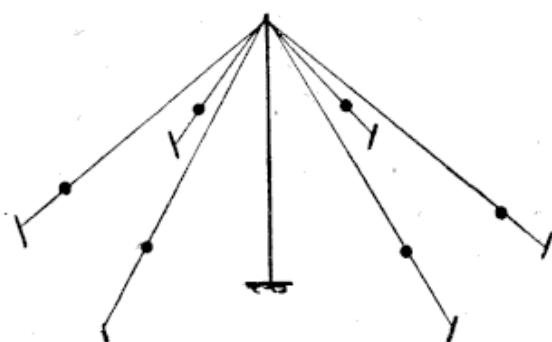


Fig. 51.

les antennes simples,
les antennes prismatiques,
les antennes à rideau,
les antennes à cônes,
les antennes à branches horizontales,
les antennes en parapluie
(*fig. 51*),
enfin les antennes en spirales (*fig. 52*), pour atteindre de grandes longueurs d'onde, mais qui rayonnent peu à cause

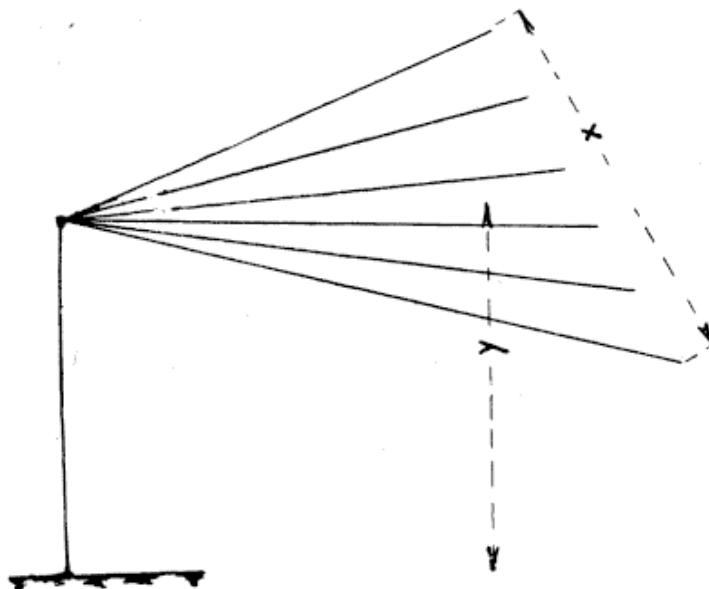
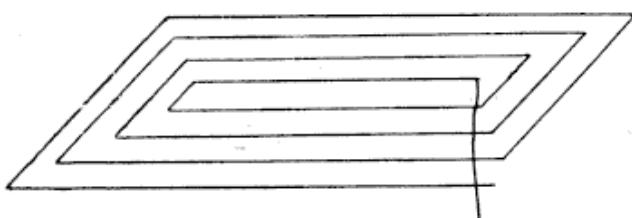


Fig. 52.

de la concentration de l'inductance, et sont peu utilisables avec les ondes amorties par suite des fortes tensions entre brins.

Pour une antenne linéaire, le rapport $\frac{\lambda}{4l}$ est généralement un peu plus grand que 1, mais il diminue quand la longueur de l'antenne augmente.

Pour les antennes à plusieurs branches, le rapport $\frac{\lambda}{4l}$ est toujours supérieur à 1. On conçoit en effet que les branches augmentent la capacité de l'ensemble.

Pratiquement, on peut admettre que pour deux antennes ayant même nombre de branches, la capacité effective sera d'autant plus grande, que la distance x sera grande et la distance y petite. Les antennes en L à simple ou double branche horizontale, ainsi que les antennes en V (fig. 52), sont particulièrement directives (voir chapitre ondes dirigées).

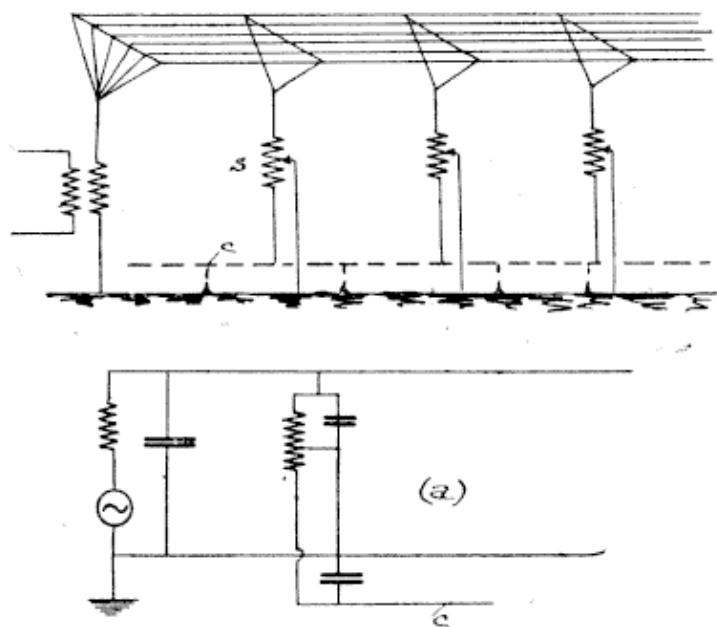


Fig. 53.

Dans les grands postes actuels, on utilise des antennes directives en L (fig. 53). Dans ces antennes généralement très longues, l'intensité mise en jeu est très grande et la résistance créée entre les points de liaison de l'antenne et la terre présente une grande importance. Pour réduire les résistances dues à la terre, on a imaginé de réunir certains points de l'antenne à la terre, par l'in-

termédiaire de liaisons contenant des bobines de self. Le système ainsi créé avec ses points de liaison, porte le nom d'antenne multiple ; chaque élément forme en quelque sorte une antenne séparée, chacune d'elles étant réglée sur la précédente, ainsi que sur la fréquence de l'émetteur.

Alexanderson utilise des antennes multiples, les selfs S étant reliées d'une part à un contre-poids c, et d'autre part à la terre. Le circuit équivalent d'une antenne de ce genre est représenté en a.

Cette disposition a l'avantage d'augmenter d'autre part le rendement général.

Signalons enfin un type spécial d'antenne utilisé seulement pour la réception des ondes courtes et appelé antenne Beverage (fig. 54).

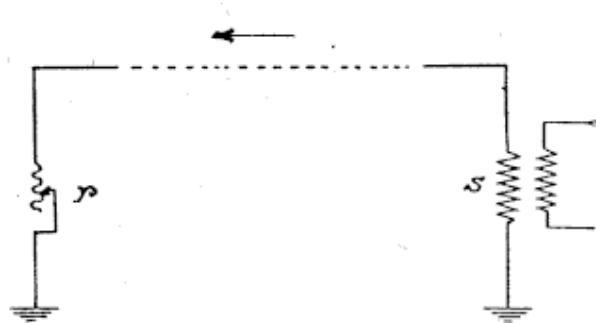


Fig. 54.

On sait que pour recevoir des ondes de moins de 200 mètres, il faut une antenne unifilaire d'au moins 50 mètres, mais cette valeur diminue si l'on

intercale une self de réception, et l'énergie captée devient beaucoup trop petite dès que la distance entre postes est grande. On utilise alors une antenne de 200 mètres de long environ dont les deux extrémités sont reliées à la terre par l'intermédiaire d'une self s et d'une résistance r. Une antenne de ce genre est apériodique et ne peut être le siège d'ondes stationnaires.

A faible hauteur au-dessus du sol, elle permet une réception maximum quand elle est orientée vers le poste de transmission, la branche contenant la résistance étant en avant; elle réduit d'autre part les parasites atmosphériques. Par contre le réglage est délicat, la résistance étant très éloignée du poste de réception; on évite d'ailleurs cet inconvénient à l'aide de montages spéciaux.

Remarque. — On constate que la distribution du courant est différente suivant les types d'antennes. La courbe du courant n'est plus une sinusoïde et elle se présente approximativement comme l'indique la figure 55 pour les types d'antennes considérées.

rés. On peut déterminer géométriquement ces courbes de courant pour les autres types d'antennes.

L'accroissement de la capacité au sommet détermine un accroissement de rayonnement, tandis que l'intercalation d'une self dans le bas de l'antenne détermine une diminution de rayonnement.

Amortissement. — Nous savons déjà que pour un oscillateur ouvert, le décrément total est égal à la somme des décréments partiels $\delta_1 \delta_2 \delta_3 \delta_4$.

Les causes d'amortissement sont dues à l'effet Joule dans l'antenne et la terre, et les pertes par effluves et conductibilité.

M. Tissot a trouvé à la suite d'expériences répétées, que l'amortissement est proportionnel aux nombres de branches de l'antenne et à la distance x (fig. 52) ; qu'il varie comme le rapport $\frac{\lambda}{4l}$, qu'il diminue si la prise de terre est bonne et s'il n'existe aucun défaut d'isolement.

Les décréments suivants correspondent au cas d'une bonne prise de terre :

- antennes simples, 0,2 à 0,28;
- antennes à branches horizontales, 0,25 à 0,30;
- antennes en parapluie, 0,1;
- antennes en éventail, 0,3 à 0,4;
- antennes en cône, 0,35 à 0,45;
- antennes en double cône, 0,5;
- antennes prismatiques, 0,3 à 0,33.

Pour diminuer le plus possible l'amortissement il faut bien isoler l'antenne, éviter la proximité des parties métalliques, éviter les arêtes vives, et les points où se produiraient des effluves.

Il faut aussi rendre l'absorption diélectrique aussi faible que possible, pour réduire les pertes au minimum, et augmenter le rayonnement ; il est donc nécessaire d'éviter les poteaux, les isolateurs, la proximité d'arbres, de murs, etc...

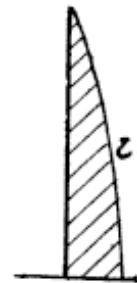


Fig. 55.

Remarques. — 1) Des études sérieuses ont été faites sur les avantages et les inconvénients des antennes basses et hautes.

En général l'antenne basse a l'avantage, d'un prix inférieur, de se détériorer moins facilement, et de produire moins d'interférence atmosphérique. L'antenne élevée présente par contre moins de défauts d'isolement.

2) Outre l'oscillation fondamentale, les antennes peuvent vibrer, comme nous l'avons déjà vu, en oscillations supérieures d'ordre impair, qui ne sont harmoniques que dans les systèmes homogènes.

En général, les oscillations sont les mêmes pour une antenne émettrice et une antenne réceptrice accordée.

Prise de terre. Contrepoids. — Un oscillateur linéaire isolé à chaque extrémité ayant par conséquent un ventre de courant au milieu ne conviendrait pas pour l'émission. Il serait en effet difficile de lui communiquer de fortes charges ou de le coupler avec d'autres circuits excitateurs, l'éclateur devant être placé au milieu, c'est-à-dire à une hauteur assez grande du sol.

Nous avons vu qu'on employait des oscillateurs reliés à la terre où tout se passe comme si la terre agissait comme un miroir qui donnerait l'image de l'antenne. Il se produit un ventre de courant à la base de l'antenne, si la terre est bonne conductrice. Il y a donc intérêt à obtenir de bonnes terres.

En général elle est constituée par un grillage très large, enfoncé à quelques mètres sous terre, et principalement aux endroits où la terre est humide.

Sur les navires, la terre est constituée par la coque du navire. Elle peut donc, à bon droit, être considérée comme parfaite.

Pour bien montrer l'importance d'une bonne terre, il faut considérer que les lignes de force du champ électrique se ferment par elle, et donnent naissance à une perte d'énergie par effet Joule due aux courants telluriques qui se produisent; cette perte entre en jeu dans le décrément total.

Les cas considérés dans les figures 56 et 57 correspondent à

des prises de terre différentes, en admettant qu'il y ait un ventre de courant au pied de l'antenne.

Dans la figure 56 (1), les lignes d'induction qui passent dans le sol provoquent des lignes de courant.

Dans la figure 56 (2), les lignes d'induction passent en grande partie dans une couche bonne conductrice, les pertes seront donc moins grandes.

Dans la figure 57 (3 et 5), la terre est constituée par une large plaque métallique ou un large grillage, les lignes d'induction traversent une très faible partie du sol et les pertes sont très faibles.

Si la terre était constituée par un seul fil enfonce sous terre, très légèrement par exemple, toutes les lignes se fermeraient par ce seul fil et les pertes d'énergie seraient plus conséquentes.

En pratique la prise de terre doit être particulièrement soignée et on devra toujours, au moment de l'établissement, considérer une terre dont l'humidité est variable comme une terre sèche. La liaison entre l'antenne et la terre devra être aussi courte que possible.

Dans les grands postes pour augmenter le rendement de l'antenne, on diminue les pertes dues à la terre (effet Joule, courants de Foucault, etc...) à l'aide de terres multiples. Ce procédé consiste à réunir les différents points de la terre à la base de l'antenne par des conducteurs différents.

Ces chemins offrent évidemment moins de résistance que la

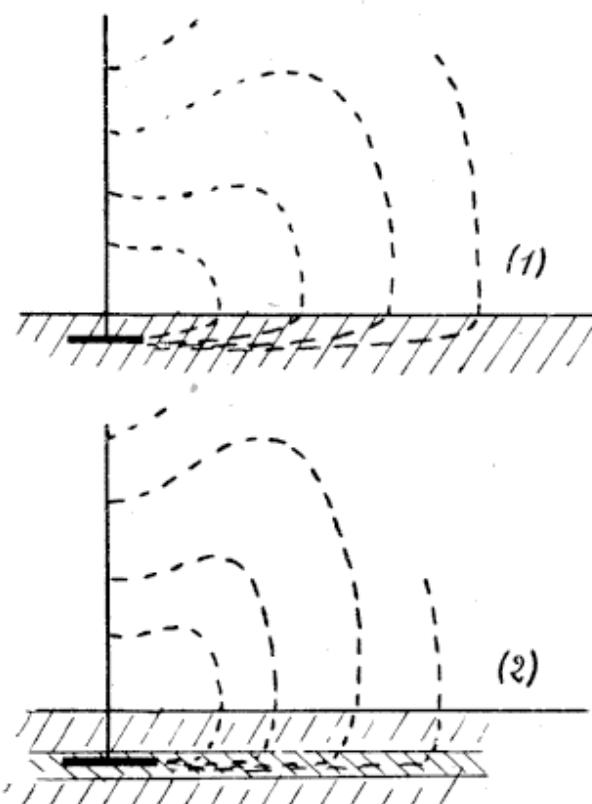


Fig. 56.

terre elle-même, mais pour obtenir une répartition conduisant à la plus faible résistance, on doit intercaler des selfs et capacités en série avec les conducteurs.

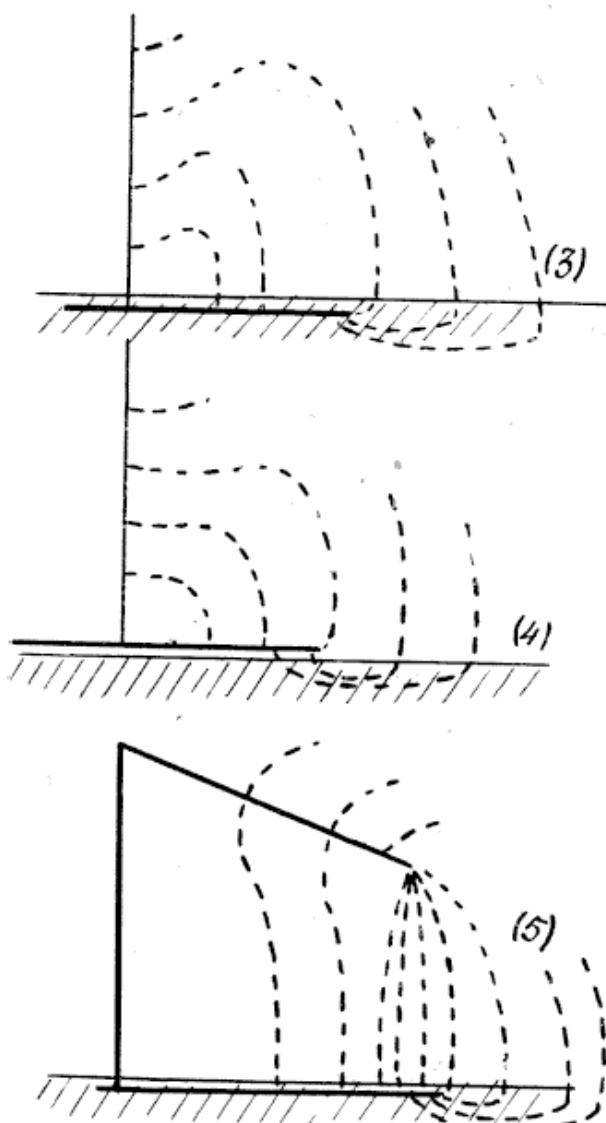


Fig. 57.

10 ou 12 fois une bonne prise de terre. Il doit être placé à peu de distance du sol, et se comporte alors comme un condensateur par rapport à la terre. Il peut être aussi posé sur le sol, ou enfoncé à une certaine profondeur (fig. 57, 4).

Propagation des ondes. — Une antenne reliée à la terre, qui

Nous avons vu qu'on pouvait remplacer une moitié de l'oscillateur linéaire isolé à chaque extrémité par une masse métallique présentant une capacité telle que sa substitution à la moitié de l'oscillateur ne change rien à la vibration de l'antenne (fig. 23). Cette masse porte le nom de contrepoids électrique. L'autre moitié de l'oscillateur rayonne alors seule.

Généralement le contrepoids est employé dans des cas spéciaux (avions, dirigeables, etc.). Il est dans ce cas constitué par la masse générale de l'appareil.

Si on utilise un contrepoids électrique pour les postes terrestres, il doit avoir une surface égale à

est le siège d'oscillations électriques, émet des ondes qui se propagent dans l'espace comme nous l'avons montré précédemment, et l'énergie transmise par un poste de transmission décroît en raison inverse du carré des distances.

Actuellement les opinions diffèrent encore beaucoup sur le mécanisme de la propagation des ondes. Un nombre de facteurs importants entrant en jeu, il semble assez difficile de donner des lois précises et claires en ce qui concerne cette propagation.

Nous allons étudier succinctement les différentes influences.

Influence de l'atmosphère. — *Ionisation.* — On admet actuellement que l'atmosphère se comporte comme un diélectrique imparfait et non homogène ; il serait constitué par des couches successives de gaz ionisées qui influencent la propagation des ondes.

Cette ionisation dépend de plusieurs causes : émanation due aux corps radio-actifs du sol, effet photo-électrique de la lumière du soleil, action directe des rayons ultra-violets provenant du soleil, rayons cathodiques et corpuscules projetés par le soleil, choc des poussières cosmiques animées de grande vitesse, etc...

Toutes ces causes provoquent dans certaines conditions des zones d'ionisation variables qui déchargent les corps pourvus d'un certain potentiel. On peut considérer trois zones :

a) jusqu'à 20 kilomètres, l'ionisation est relativement faible ; elle est due uniquement aux substances radioactives et à l'effet photo-électrique ;

b) entre 20 et 40 kilomètres, l'ionisation est due à la lumière solaire ; l'air étant raréfié reçoit cette influence dans la journée suivant des angles variables ;

c) au delà de 40 kilomètres, l'atmosphère est fortement ionisée. L'action est surtout due à l'effet des rayons ultra-violets ;

Au delà de 100 kilomètres, la zone est nettement conductrice.

Influence de l'ionisation. — Dans ces conditions, l'atmosphère peut être considérée comme un diélectrique à fuites, et les ondes subissent de ce fait des déviations marquées dans leur vitesse et leur direction de propagation, et des pertes d'énergie appréciables.

Les influences prédominantes sont les différences de portée de jour et de nuit, les variations de portée, quand le temps est chargé ou le ciel clair, enfin les courants de convection dans la région des vents.

Hypothèse d'Heaviside. — Pour tenter d'expliquer le mécanisme de la propagation des ondes, il faut tenir compte des deux facteurs suivants : Entre le 90^e et le 100^e kilomètre, il existe une couche d'ionisation permanente, capable de réfléchir les signaux de la terre. Enfin le mécanisme de la propagation doit tenir compte de la courbure de la terre.

En réalité si l'on admet que les ondes peuvent être formées de lignes de force verticales tendues entre la couche d'Heaviside (aux environs de 180 kilomètres) et la terre, il semblerait difficile de considérer cette couche comme un réflecteur parfait, d'ailleurs les expériences récentes tendent à prouver que le mécanisme de la courbure des rayons est dû plutôt à la réfraction qu'à la réflexion.

Suivant l'angle d'incidence avec les surfaces de séparation des milieux de conductibilité différente, il y aurait soit réflexion directe d'une partie des rayons et retour vers la terre réfraction avec trajectoires déviées, soit réflexion totale. On conçoit que dans la plupart des cas considérés, les rayons retourneront vers la terre avec des trajectoires plus ou moins courbées et déviées.

Cette hypothèse ne rend pas compte des variations d'intensité de jour et de nuit.

Théorie d'Eccles. — D'après Eccles les différences de portée de jour et de nuit sont dues à ce que l'atmosphère moyenne se comporterait comme un écran diffuseur vis-à-vis de la couche d'Heaviside, pendant le jour. Les maxima d'absorption, de même que les variations de portée, proviendraient de la variation de l'indice diélectrique de ces zones conductrices.

La couche d'Heaviside agirait donc peu comme réflecteur pendant le jour.

Les trajectoires des rayons hertziens seraient déviées et présenteraient une courbure qui leur permettrait après un certain parcours de replonger vers la terre.

On s'explique dans ces conditions pourquoi les ondes longues

sont préférables aux ondes courtes pour les grandes portées.

Ou reconnaît que la théorie d'Eccles explique assez parfaitement toutes les variations de portée constatées.

- **Influence du sol.** — Si le sol est bon conducteur (mer, eau douce, sol humide), les ondes glissent le long de la terre et suivent sa courbure. En se propageant, elles pénètrent un peu dans le sol en y faisant naître des courants absorbant une certaine quantité d'énergie.

On a trouvé comme pénétration moyenne, une profondeur égale à 15 mètres, mais cette profondeur varie avec la conductibilité du sol et l'amortissement des ondes.

Pour l'eau, la profondeur de la couche utile est d'environ 4 mètres.

Si le sol est mauvais conducteur, le champ électrique à une grande distance de l'oscillateur n'est plus normal à la surface de la terre. D'après les expériences du Dr Zenneck, il est incliné dans la direction de propagation ; il en résulte une réduction de l'amplitude, qui est très grande si le sol est sec. Cette réduction est faible pour les grandes longueurs d'onde.

Si la surface du sol présente des aspérités (par exemple une colline), l'onde peut glisser le long de la surface de la colline. Si la colline est haute et étroite, il y a déformation des ondes, c'est-à-dire diffraction et cette diffraction occasionne des pertes d'énergie.

Il semble résulter de ces observations que l'intensité du courant reçu par l'antenne de réception ne satisfait plus à la formule :

$$\frac{1}{d} \text{ (} d = \text{distance}),$$

mais décroît plus vite et dépend de l'état et de la constitution du sol.

A la suite d'observations, on a conclu que :

a) pour les petites distances, l'intensité du champ électromagnétique est inversement proportionnelle à la distance et à la longueur d'onde ;

b) pour les grandes distances, l'intensité est inversement proportionnelle à la racine carrée de la distance et les ondes passent à la surface de la terre.

D'autre part la courbure de la terre a, comme nous le disions tout à l'heure, une influence sur la propagation.

Atmosphériques. — Les atmosphériques sont des ondes électriques naturelles qui occasionnent des signaux parasites gênant la réception au point de la rendre quelquefois impossible.

On classe les parasites de la façon suivante :

- Parasites dus au passage de nuages électrisés (produisent des claquements secs et bruyants).

- Parasites locaux dus aux variations atmosphériques, orages, etc.

- Parasites cosmiques.

- Parasites dus à la température, vents, etc.

- Parasites saisonniers.

La majorité des moyens employés pour réduire les signaux parasites sont peu efficaces, en effet ceux-ci sont en général puissants, de longueur d'onde et de direction très variables.

Coefficient de sécurité. — En résumé la portée d'un poste de transmission dépendra : des différences de portée de jour et de nuit (variation de 8 à 4), des fortes variations d'intensité des signaux constatées au coucher et au lever du soleil, des différences de portée dues aux saisons, des influences du sol, des parasites, etc...

On conçoit donc que cette portée devra être beaucoup plus grande que la distance séparant le poste transmetteur du poste récepteur.

La quantité qu'il est nécessaire de faire entrer en compte est appelée le coefficient de sécurité.

Portée des postes. — Il résulte des observations et des mesures opérées par Austin que la loi de variation du courant reçu par l'antenne de réception est donnée par la formule :

$$I_{\text{eff.}} = \frac{K}{d}$$

d = distance entre les deux postes en kilomètres.

En réalité cette formule n'est applicable que jusqu'à une distance de 200 milles.

Au delà il convient d'y ajouter un facteur de forme exponentielle, appelé facteur d'absorption ou dissipation.

$$I_{\text{eff.}} = \frac{K}{d} e^{-\frac{ad}{\sqrt{\lambda}}}$$

où :

$a = 0,0015$ = dissipation.

d = distance des postes en kilomètres.

λ = longueur d'onde en kilomètres.

K = facteur qui est fonction de la longueur d'onde, longueur et résistance de l'antenne de réception.

Enfin à la suite d'une série d'essais effectués entre Brant Rock et les cuirassés américains de l'Atlantique, L.-W. Austin a donné une formule plus complète, mais dépendant de certaines conditions.

Les résultats ont été établis pour les limites suivantes :

Portées jusqu'à 1 850 kilomètres.

Transmissions sur mer, de jour, et avec courants amortis.

Antennes en parapluie à Brant Rock et antennes de bord en T.

Courants d'émission variant entre 7 et 30 ampères.

Longueurs d'onde variant entre 300 et 3 750 mètres.

$$I_r = 120\pi \frac{I h_1 h_2}{\lambda d R} e^{-\frac{ad}{\sqrt{\lambda}}}.$$

Cette formule est connue sous le nom de formule d'Austin-Cohen, et donne le courant de réception en ampères I_r au bas de l'antenne. Si :

R = résistance de l'antenne de réception.

e = base des logarithmes népériens.

h_1 = hauteur de l'antenne d'émission en kilomètres.

h_2 = hauteur de l'antenne de réception en kilomètres.

λ = longueur d'onde en kilomètres.

d = distance entre postes en kilomètres.

a = dissipation = 0,0015.

(I_r traversait une résistance totale de 25 ohms.)

Le courant était mesuré à la réception à l'aide d'un couple thermique ou un perikon connecté à un galvanomètre sensible.

Il faut en outre remarquer qu'avec des ondes entretenues les signaux étaient plus forts, la distance entre les deux postes pouvait donc être considérablement augmentée.

Pour étudier l'énergie à la réception et aussi se rendre compte de l'influence des troubles atmosphériques, on utilise en pratique plusieurs systèmes :

- a) le téléphone shunté ;
- b) le galvanomètre balistique avec détecteur ;
- c) l'appareil thermique (thermo-galvanomètre de Duddell — bolomètre) ;
- d) le tube à vide.

Nous étudierons ces dispositifs dans le chapitre des mesures.

Remarques. — a) La formule d'Austin-Cohen a permis à M. Boutillon d'étudier des graphiques permettant de déterminer directement : la portée d'un poste, la longueur d'onde et la valeur du courant de réception, les autres constantes étant connues.

b) M. Barkhausen a vérifié qu'à chaque distance correspond une longueur d'onde optimum.

Distance entre postes : 1 400, 2 000, 3 000, 4 000, 5 000, 6 000.

Longueur d'onde : 0^{km},600; 1,73; 5,83; 13,8; 27; 47.

c) En réalité la majorité des formules trouvées sont empiriques, et de nombreux essais ont été entrepris par les différents pays pour vérifier les formules établies par Herz, Blondel, Fuller, Austin et Louis Cohen.

Actuellement, il ne semble pas possible de donner une formule donnant toute satisfaction, le problème étant très difficile et les variables trop nombreuses.

M. Boutillon, dans un ouvrage récent et bien documenté, a essayé, non sans succès, de préciser les données du problème.

CHAPITRE III

PRINCIPES DE TRANSMISSION. — ONDES AMORTIES

Le procédé le plus simple pour produire des oscillations électriques, consiste à relier directement les bornes de l'éclateur à une pile, machine électro-statique, bobine d'induction, etc... Un train d'oscillations se produit à chaque charge du système, et pour obtenir un minimum d'intervalle entre chaque train, il faut communiquer à l'antenne des charges successives et rapides.

En pratique on n'utilise pour la charge des antennes, que la génératrice à haute tension, la bobine d'induction et l'alternateur.

Fréquence des étincelles. — Si l'on considère la figure 58, quand la limite de charge est atteinte, l'étincelle éclate et il se produit une décharge oscillante.

Le temps e représente l'intervalle durant lequel se produit la charge.

La fréquence des trains d'oscillations ou fréquence des étincelles est égale au quotient de l'unité de temps par le temps mis par la source pour charger le système à sa tension maximum limite.

Cette fréquence dépend évidemment de la tension de la source, de l'amortissement, du coefficient de surtension, et de la pulsation.

Cette fréquence f est sensiblement égale à $\frac{1}{e_t}$.

La fréquence des étincelles permet d'obtenir une sélection des signaux qui favorise relativement les réceptions.

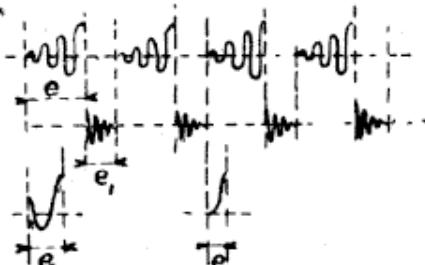


Fig. 58.

En effet, l'organe de réception est généralement un récepteur téléphonique qui donne un son de hauteur variable suivant le nombre de vibrations communiquées à la plaque sensible. Or l'oreille distingue plus facilement un son musical qu'un son grave. D'autre part des sons musicaux différents se distinguent très facilement.

Il faut encore ajouter que les atmosphériques gênent moins les réceptions musicales.

Si la fréquence des étincelles ou des trains est plus petite que $\frac{1}{100}$ de seconde, on perçoit nettement chaque étincelle, qui produit un bruit roulant dans le récepteur. La transmission est dite, rare ou ronflée.

Si la fréquence des étincelles atteint de 500 à 1 000 décharges par seconde, on obtiendra toute une gamme de sons aigus ou musicaux.

La pureté du son dépend de l'éclateur employé, et est généralement bonne avec un éclateur tournant, ou fractionné.

Excitation directe. — Quand les deux bornes de l'éclateur sont directement reliées à la source, on dit que le système est à excitation directe (fig. 59). Ce type d'émission, simple à réaliser, présente de nombreux désavantages. On sait que l'énergie nécessaire au condensateur est égale à :

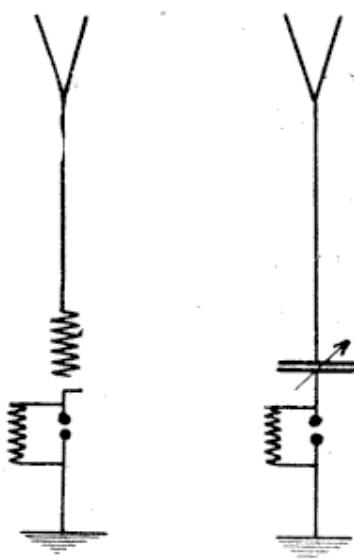


Fig. 59.

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

La capacité C est donnée par les dimensions de l'antenne et est généralement peu variable. Pour augmenter W, on doit alors augmenter V la tension, c'est-à-dire faire intervenir des sources à haute tension.

On est limité d'une part par l'isolement des organes et l'établissement des sources d'alimentation, et d'autre part par l'amortis-

sement qui augmente par suite de l'écartement des électrodes de l'éclateur.

On conçoit qu'avec un tel mode d'excitation, l'énergie rayonnée étant proportionnelle à W , on ne peut obtenir un rendement maximum. La courbe de résonance d'un récepteur excité par un système très amorti est d'autre part très large, l'accord étant peu aigu et le point de résonance moins défini, on ne pourra obtenir une bonne syntonie.

L'excitation directe n'est employée que pour les petits postes.

L'antenne vibre généralement avec sa période propre, mais il est possible d'obtenir des oscillations $\frac{3\lambda}{4}$, $\frac{5\lambda}{4}$, $\frac{7\lambda}{4}$, si la self-induction et la capacité sont régulières.

Excitation indirecte. — Un circuit excitateur 1 (fig. 6o) étant le siège d'oscillations amorties, on obtient une excitation indirecte

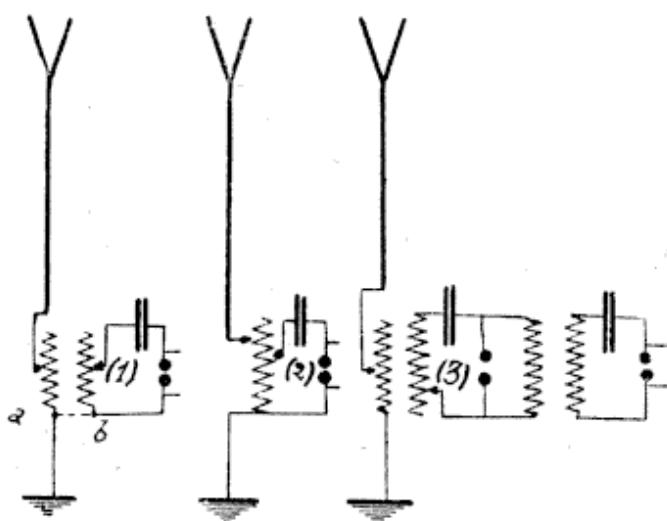


Fig. 6o.

en couplant ce circuit avec le circuit antenne-terre a par l'intermédiaire des bobines a et b (excitation par induction ou montage Tesla). On peut aussi réaliser un type d'excitation indirecte par dérivation (2). Ce dernier montage ou montage Oudin n'exige pas un isolement rigoureux des circuits.

Ce système d'excitation permet de mettre en jeu une énergie W beaucoup plus grande par train d'oscillations, puisque C est indépendant de l'antenne. En même temps la longueur d'onde

augmente, mais on a intérêt, comme on le sait, à augmenter la longueur d'onde pour de grandes portées.

L'amortissement est aussi beaucoup plus faible. En effet pour un couplage lâche et quand les 2 circuits sont en résonance, le décrément total est égal à la moyenne arithmétique des deux décréments des oscillations propres. Or on sait que dans l'oscillateur fermé, l'amortissement est très faible puisqu'il ne rayonne pas. On utilise quelquefois un deuxième circuit oscillant intermédiaire (3) dans lequel on pourra régler d'une manière précise la valeur de la self et de la capacité.

Principes de l'alimentation. — *a) Action d'une force électromotrice constante sur un circuit oscillant.* — Si on applique une différence de potentiel entre les armatures d'un condensateur C, il se produit un courant de charge qui atteint un maximum (fig. 61) et décroît ensuite pour devenir nul.

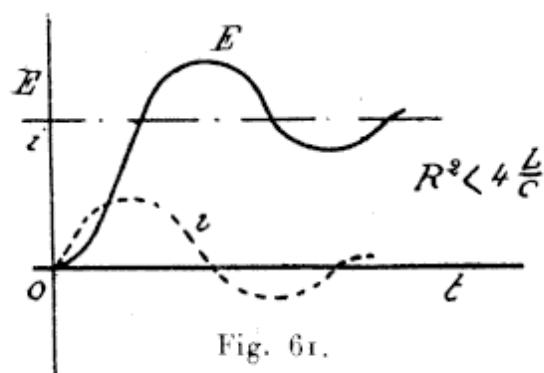
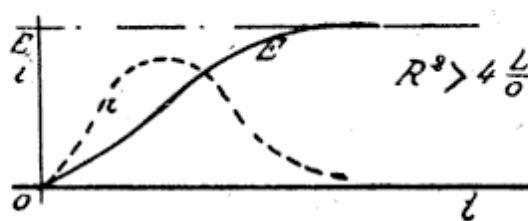
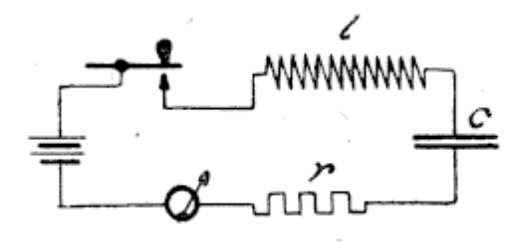


Fig. 61.

Les armatures du condensateur sont portées à une différence de potentiel E qui équilibre la force électromotrice de la source.

Ce cas se produit pour certaines valeurs des grandeurs électriques du circuit r , l et c c'est-à-dire quand :

$$r^2 > 4 \frac{l}{c}$$

On dit alors que la charge est apériodique.

Si au contraire les grandeurs électriques du circuit sont telles que l'on ait :

$$r^2 < 4 \frac{l}{c},$$

le courant i et la tension E passent par une série de valeurs alternatives, qui s'amortissent avant d'atteindre le régime stable de la charge.

On dit alors que la charge est oscillante.

Les courbes de charge descendant d'autant plus rapidement que l'amortissement du circuit est grand.

Décharge. — La décharge doit avoir lieu au moment où la différence de potentiel entre les armatures du condensateur est maximum. Cet instant est atteint après la première demi-oscillation, le maximum à ce moment est à peu près égal à deux fois la valeur de la force électromotrice appliquée.

A cet instant, l'intensité est nulle dans le circuit de charge et le rendement est maximum.

En régime musical, le circuit de charge devra avoir une fréquence propre égale à la moitié de la fréquence des étincelles, puisque la décharge doit se produire après une demi-période de l'oscillation de charge. Pour obtenir des étincelles régulières exemptes de ratés, l'éclateur est formé d'un disque à dents (éclateur tournant).

b) *Action d'une force électromotrice sinusoïdale sur un circuit oscillant.* — Si on applique une force électromotrice alternative sur un circuit oscillant, on constate qu'il prend naissance un courant résultant de deux oscillations différentes (*fig. 62, I et II*). La différence de potentiel aux armatures sera aussi la résultante de deux oscillations.

Une oscillation forcée due à l'alternateur et par conséquent non amortie, ayant période et force électromotrice correspondantes.

Une oscillation propre ou oscillation du circuit ayant sa période propre et son amortissement propre (si $r^2 < 4 \frac{L}{C}$).

L'oscillation propre (*pr*) s'amortit, et au bout d'un certain temps devient nulle, suivant la valeur du facteur d'amortissement

$$\delta = \frac{r}{2L}$$

Il ne restera plus au bout de ce temps que l'oscillation forcée ; on peut donc considérer deux régimes différents :

Régime variable correspondant à la période d'établissement.
Régime permanent où il n'existe plus que l'oscillation propre.

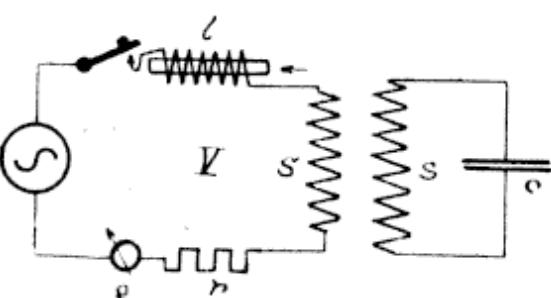
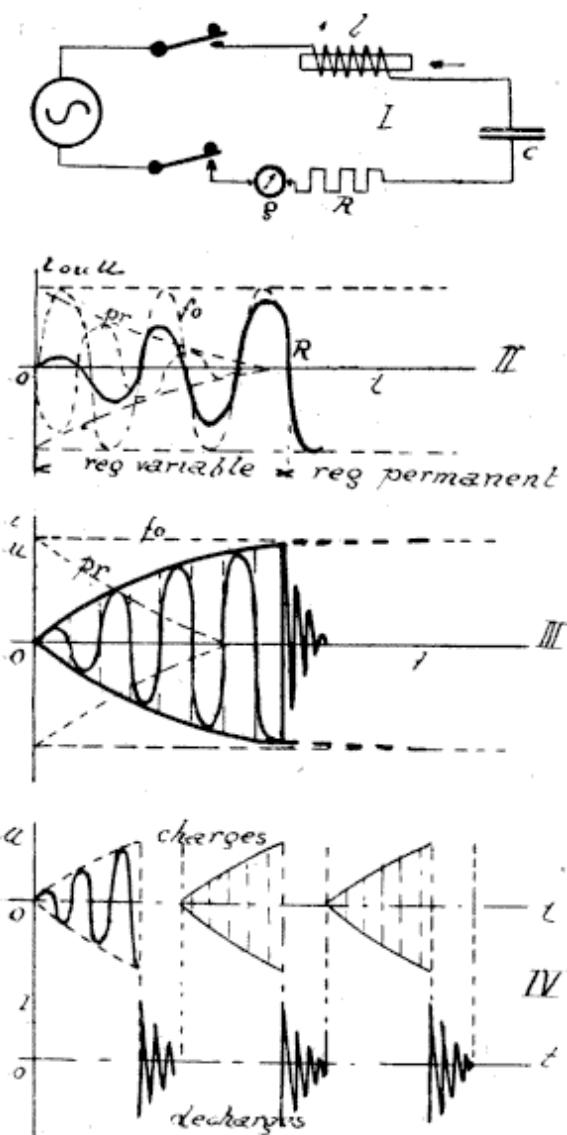


Fig. 62.

Or on sait que $\omega = \frac{2\pi}{T}$ et qu'on peut écrire $\omega^2 = \frac{4\pi^2}{T^2}$.

La période propre du circuit oscillant, si la résistance ohmique

La courbe du courant résultant est donc à tout instant la somme des courbes f_0 et pr et elle est représentée par la courbe R (II).

La courbe de la tension s'obtiendrait identiquement.

Quand le régime permanent sera atteint, on pourra appliquer les lois du courant alternatif au circuit. On peut écrire :

$$I_m = \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$$

la différence de phase étant mesurée par :

$$\tan \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}.$$

La condition de résonance est, on le sait :

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

$$\text{ou : } \omega^2 LC = 1$$

est négligeable, est :

$$T_1 = 2\pi\sqrt{LC}$$

que l'on peut écrire : $\frac{T_1^2}{4\pi^2} = LC$,

Si l'on rapproche les équations précédentes, on a :

$$T = T_1$$

il y aura donc résonance si la période de la force électromotrice appliquée et la période propre du circuit oscillant sont égales. Le courant sera maximum, ainsi que la tension aux armatures du condensateur.

$$\text{S'il y a résonance } I_m = \frac{E_m}{R}$$

et si U est la tension en C (I) au condensateur,

$$\text{on a : } I_m = UC\omega$$

$$\text{et } \frac{E_m}{R} = UC\omega \quad \text{donc} \quad U = \frac{E_m}{RC\omega}.$$

Le facteur $\frac{1}{RC\omega}$ qui représente dans le cas de la résonance, le rapport $\frac{U}{E}$, est appelé le facteur de sustension. Ce coefficient peut atteindre une valeur égale à 15, mais on le limite à 6.

Les courbes représentatives du courant ou de la tension sont de la forme III, la période d'établissement est régulière, mais dépend de l'amortissement de *pr-*

La tension de charge sera d'autant plus grande : 1° que la condition de résonance sera remplie, c'est-à-dire que la self l (I) sera ajustée ; 2° que le facteur de sustension sera plus grand, c'est-à-dire que la résistance R sera petite.

En réunissant le condensateur C à un circuit de décharge comprenant une self et un éclateur, quand la tension de charge sera suffisante, la décharge se produira, et les phénomènes pourront être représentés par la figure 62 (III et IV).

c) *Action d'un transformateur sur un circuit oscillant.* — Dans les cas généraux de la pratique, la tension de charge de l'al-

ternateur seul ne serait pas suffisante, on préfère intercaler un transformateur élévateur de tension (*fig. 62, V*). Un circuit de ce genre comprendra l'alternateur, un manipulateur, une self *l* variable, le primaire du transformateur et un ampèremètre *g* destiné à indiquer la résonance.

La condition de résonance se présente différemment.

Dans ce cas, le circuit de charge (alternateur, transformateur, condensateur) peut être assimilé à un circuit de charge sans transformateur, à condition de remplacer le condensateur *C* par un condensateur *C'* tel que :

$$C' = a^2 C$$

a = rapport de transformation.

En effet si *i*₁ et *i*₂ sont les courants dans le primaire et le secondaire du transformateur,

on a :

$$u_1 i_1 = u_2 i_2$$

*u*₁ = tension primaire et *u*₂ tension secondaire

or :

$$i_1 = u_1 c' \omega$$

et

$$i_2 = u_2 c \omega$$

donc

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{u_2 c \omega}{u_1 c' \omega} = \frac{1}{a}$$

d'où

$$c' = ca^2.$$

La condition de résonance est modifiée et devient :

$$\omega^2 l c a^2 = 1$$

et le facteur de surtension = $\frac{1}{R c a \omega}$.

La self *l* dans $\omega^2 l c a^2 = 1$ est en réalité égale à *l*' + *l*" ; *l*' étant la self de l'alternateur et *l*" la self auxiliaire de réglage.

Ceci s'applique au cas d'un transformateur sans fuites.

Dans le cas d'un transformateur avec fuites, la résonance satisfait à la relation :

$$l_2 c \omega^2 (1 - K^2) = 1$$

dans lequel k est un coefficient analogue au coefficient d'accouplement des circuits couplés :

$$K = \frac{m}{\sqrt{l_1 l_2}}$$

l_1 et l_2 étant les self-inductions respectives du primaire et du secondaire du transformateur et m leur coefficient d'induction mutuelle.

Moment de la décharge. — Dans le choix du moment de la décharge, on doit tenir compte du rendement et du nombre d'étincelles à obtenir.

Le rendement est maximum (80 pour 100) pour une étincelle par alternance, et diminué (60 pour 100) pour une étincelle par 2 ou 3 alternances.

Pratiquement on préfère transmettre avec un nombre élevé d'étincelles, et pour obtenir le meilleur rendement on règle les appareils pour une étincelle par alternance. Ce cas exige des précautions spéciales pour éviter la formation d'arcs (Principe des réglages).

On peut aussi ne produire la décharge qu'après plusieurs alternances (étincelles lentes par deux ou trois alternances). L'étincelle est plus pure et plus musicale, mais la construction de l'alternateur est plus délicate à cause de l'augmentation de fréquence (*fig. 62-IV*).

Principe des réglages. — Bobine d'induction et circuit oscillant. — Dans les stations de faible puissance, on emploie généralement une bobine d'induction alimentée par un courant continu interrompu.

Les réglages portent uniquement sur le dispositif interrupteur et le courant d'alimentation.

L'interrupteur doit être apte à interrompre des courants assez forts et d'une façon régulière. Les interruptions doivent être rapides et très précises pour permettre un débit suffisant,

Alternateur, transformateur et circuit oscillant. — L'emploi d'un système à courant alternatif ordinaire (systèmes sans résonance) est peu recommandé et n'est d'ailleurs plus employé.

Il a en effet comme principaux désavantages de produire des arcs voltaïques qui subsistent après l'étincelle à cause du courant fourni, de mettre en court-circuit la bobine secondaire du transformateur, d'obtenir une tension beaucoup plus faible que dans les systèmes à résonance puisqu'elle ne dépend que du rapport de transformation.

Le montage général des systèmes à résonance est représenté par la figure 63. Le primaire du transformateur, P, est excité par

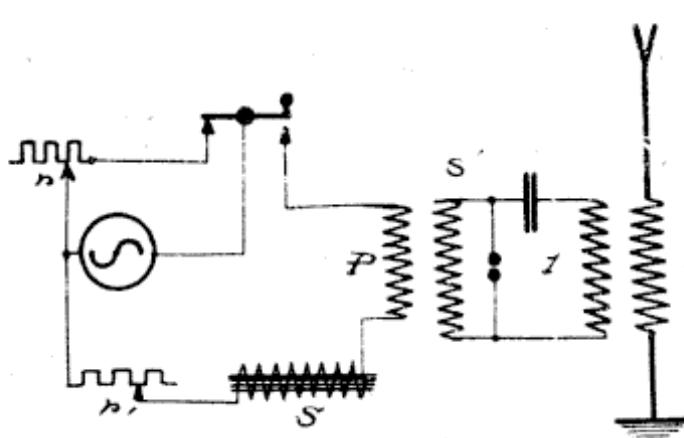


Fig. 63.

l'alternateur, par l'intermédiaire d'une bobine de self S réglable; le manipulateur intercalé aussi dans le circuit primaire ferme au repos le circuit de l'alternateur sur une résistance r ou une self-induction, de façon à éviter les à-coups, en

maintenant l'alternateur en charge. On intercale généralement des résistances inductives entre le circuit de décharge et le secondaire pour éviter le retour des oscillations dans le transformateur.

Pour obtenir la résonance du transformateur, il faut agir sur les éléments de la formule de résonance. Comme C est très grand et que le circuit oscillant est déterminé une fois pour toutes, on peut alors faire varier les valeurs des selfs l ou bien ω . Si le transformateur est à circuit magnétique ouvert, c'est-à-dire à fuites, K peut être considéré comme très petit devant l'unité, il restera à faire varier l en agissant sur l'enroulement secondaire et la section du noyau de fer, sans varier la tension secondaire.

Pour un transformateur sans fuites, c'est-à-dire à circuit magnétique fermé, on agit sur la bobine de self intercalée dans le circuit primaire en variant le nombre de spires, ou sur la réductance du circuit magnétique par déplacement du noyau de fer.

Cet accord entre la période de l'alternateur et la période propre du circuit de charge est appelé résonance primaire, et on constate

que la résonance a lieu, lorsque la déviation d'un ampèremètre intercalé dans le circuit primaire est maximum. Cette résonance dépend en outre des résistances r et r' du primaire et du secondaire.

On peut aussi, dans les deux cas précédents, obtenir le réglage en faisant varier ω ; en effet, si $2p$ désigne le nombre de pôles de l'alternateur, et N le nombre de tours,

on a: $\omega = 2\pi pN$
 puisque: $\omega = 2\pi f$ et $f = pN$,
 en agissant sur N , ω varie.

L'emploi des transformateurs à résonance permet d'obtenir, pour diverses valeurs, une fréquence d'étincelles lente ou rapide, comme on l'a déjà dit.

Si l'éclateur est fixe, il est réglé de telle façon que la tension secondaire étant normale et sans surtension, l'étincelle n'éclate pas.

Quand la fréquence d'étincelle est lente, la tension tombe rapidement après la décharge et il ne se forme pas d'arc voltaïque en général, mais lorsque la fréquence d'étincelle est plus rapide on munit l'éclateur d'un soufflage à air, évitant ainsi la formation d'arcs qui risqueraient de prolonger le court-circuit du secondaire et d'entraîner une réaction sur le primaire.

L'emploi de fréquences d'étincelles lentes correspond parfaitement aux systèmes détecteurs d'amplitude.

Pour produire des étincelles musicales, (fréquence élevée d'étincelles) et éviter les inconvénients précédents, on utilise des éclateurs tournants constitués par une électrode fixe et une électrode à plusieurs branches montée sur un support tournant.

Le nombre de dents de l'électrode tournante et sa vitesse de rotation règlent la fréquence d'étincelles, et la hauteur du son musical.

$$n = pN. \quad p = \text{dents.}$$

$$N = \text{nombre de tours.}$$

Les réglages de la distance d'éclatement, de la résonance primaire et de la fréquence d'étincelles sont difficultueux et s'opèrent par tâtonnements. En général l'électrode à une dent, est mobile et

l'électrode tournante est montée sur l'arbre de l'alternateur ou est commandée par un système tournant à la même vitesse.

Cette disposition diminue le nombre de réglages à effectuer, mais la distance d'étincelles doit toujours être réduite pour obtenir un nombre suffisant d'éclatements, et des étincelles pures. Un soufflage énergique est généralement nécessaire.

Circuit oscillant et circuit antenne-terre. — Si l'on suppose un couplage très lâche entre le circuit oscillant et le circuit antenne-terre, il n'y a pas réaction et par conséquent il prend naissance dans le circuit radiateur une oscillation résultante d'amplitude maximum si les deux circuits sont en résonance (circuits couplés). Pour obtenir une courbe de résonance aiguë au récepteur, l'amortissement devra être faible.

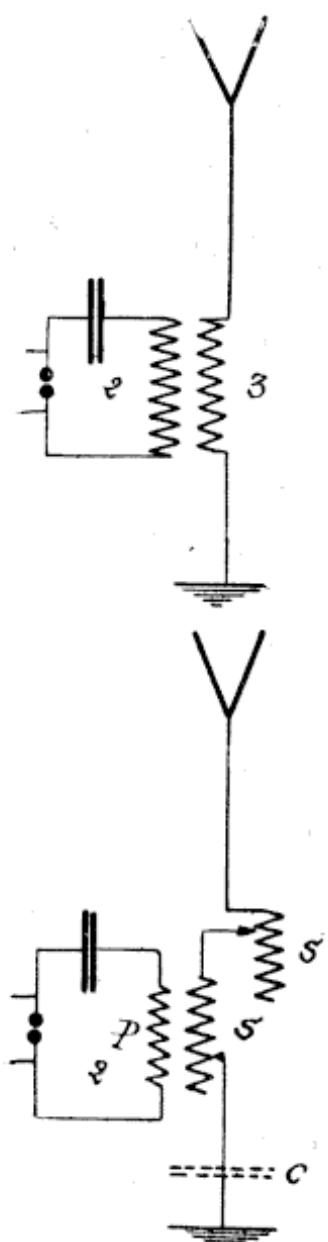


Fig. 64.

Le rendement de l'énergie est diminué dans le couplage lâche, il y a donc lieu pour augmenter l'action à distance d'employer des couplages non très lâches, mais on sait que le circuit antenne-terre sera le siège de deux oscillations, de période différente. On devra accorder le récepteur sur l'une des deux ondes.

L'énergie utile est celle due à l'onde sur laquelle est accordé le récepteur, l'autre partie de l'énergie étant perdue.

On appelle degré d'action d'un émetteur, le rapport de l'énergie rayonnée par l'onde sur laquelle est accordé le récepteur, à l'énergie totale du système.

En principe, les deux oscillations présentent des amortissements différents et c'est l'oscillation la plus longue qui est la moins amortie.

D'autre part les amplitudes sont en raison inverse des périodes

d'oscillation. L'amplitude de courant est la plus forte pour l'oscillation de plus courte période, et l'énergie mise en jeu est la plus grande.

Le récepteur devra être accordé sur l'une des oscillations, le choix dépendra des cas particuliers envisagés. Si l'on cherche un effet maximum, on aura intérêt à accorder le récepteur sur l'oscillation de plus petite longueur d'onde. Au contraire, si l'on cherche l'effet sélectif, on aura intérêt à accorder le récepteur sur l'oscillation la plus longue.

En pratique on fera choix d'une antenne dont la période propre soit inférieure à la période des ondes à émettre. Le réglage de la transmission s'effectuera par tâtonnements successifs.

Si T est la période propre de l'antenne et T_1 la période après avoir intercalé le secondaire S (*fig. 64*) on a $T_1 > T$.

On amène le primaire du circuit, c'est-à-dire le système 2, à une période $= T_1$.

Après couplage on aura deux oscillations :

$$\begin{aligned} t_1 &= T_1 \sqrt{1-x}, \\ t_2 &= T_1 \sqrt{1+x}, \end{aligned}$$

x étant le coefficient d'accouplement.

Pour obtenir l'oscillation choisie, on devra agir sur T_1 ou sur x .

On établit donc la résonance entre les deux circuits (voir mesures), en agissant sur les selfs variables. On peut alors agir sur le coefficient d'induction mutuelle m ($x = \frac{m}{\sqrt{l_1 l_2}}$) pour obtenir l'oscillation t_1 .

Si la distance entre les systèmes ne peut être variée, on agit alors sur la valeur de la self S en compensant par la self S' .

Remarque. — Dans un couplage par dérivation, si e_1 représente la partie de la self-induction commune aux 2 circuits (*fig. 42*), et e_2 la partie correspondant au secondaire, la valeur du coefficient d'accouplement :

$$x = \frac{m}{\sqrt{l_1 l_2}} \quad \text{devient ici :} \quad x = \frac{e_2}{e_1 + e_2},$$

en effet: $l_1 = e_1$ et $l_2 = e_1 + e$,

comme on peut considérer la portion commune, comme couplée d'une façon rigide avec le primaire, tandis que l'autre partie a un couplage nul,

on a: $m = e_1 \times e_1 = e_1^2$,

par suite: $x = \frac{e_1}{e_1 + e}$

Le couplage est en général non très lâche et varie dans des limites moins étendues, mais on sait, par contre, qu'il n'est plus nécessaire de se préoccuper de l'isolement entre le primaire et le secondaire.

Organes d'un poste de transmission. — Bobine d'induction.

— La bobine d'induction est en réalité un transformateur alimenté par une source à courant continu coupé à intervalles réguliers par un interrupteur. Elle comprend un noyau en fer doux (*fig. 65*), constitué par un faisceau de fils ou un paquet de plaques de tôles isolées (pour éviter les courants de Foucault). Autour du noyau sont enroulées une bobine P primaire à gros fil et une bobine secondaire S à spires nombreuses de fil fin. Aux bornes du primaire P, on a monté une batterie dont le courant peut être coupé régulièrement par un interrupteur à marteau *i* fonctionnant exactement comme une sonnerie. Quand le circuit est fermé par l'interrupteur *i*, le courant s'établit dans le circuit primaire, et on a $i = \frac{e}{r}$. La valeur maxima n'est atteinte qu'au bout d'un certain temps *t*, très long. Le flux magnétique à l'intérieur de la bobine primaire varie de 0 à Φ au bout du temps *t'*, et donne lieu à une force électromotrice d'induction, qui est:

$$E_1 = \frac{d\Phi}{dt'}$$

Cette force électromotrice d'induction s'applique aux armatures du condensateur à charger.

La variation de flux est très faible au moment de l'établissement par suite de la self-induction du circuit ; au contraire à la rupture cette variation sera très forte et la force électromotrice induite sera très grande. On a la première courbe de la figure 65 où E_i représente la force électromotrice induite, et i le courant dans le primaire qui est proportionnel au flux (partie hachurée représente partiellement force électromotrice d'induction à la rupture).

En réalité les phénomènes seront différents. Aux bornes du rupteur i , on place généralement un condensateur c et au moment de la rupture le circuit primaire comprend une self P , un condensateur c et la batterie ; on se trouve en présence d'un circuit oscillant et on sait que le courant de charge du condensateur sera un courant oscillant (courbe 2) la variation du flux est donc accentuée et plus rapide, et la force électromotrice d'induction est plus grande.

Le condensateur c a donc un double rôle :

- 1° Il absorbe l'extra-courant de rupture en se chargeant.
- 2° Il provoque par sa charge oscillante une variation de flux plus rapide ($\text{si } R^2 < \frac{4L}{c}$).

Plus la capacité c est grande, plus l'étincelle de rupture sera petite, mais la période de décharge est très allongée et par consé-

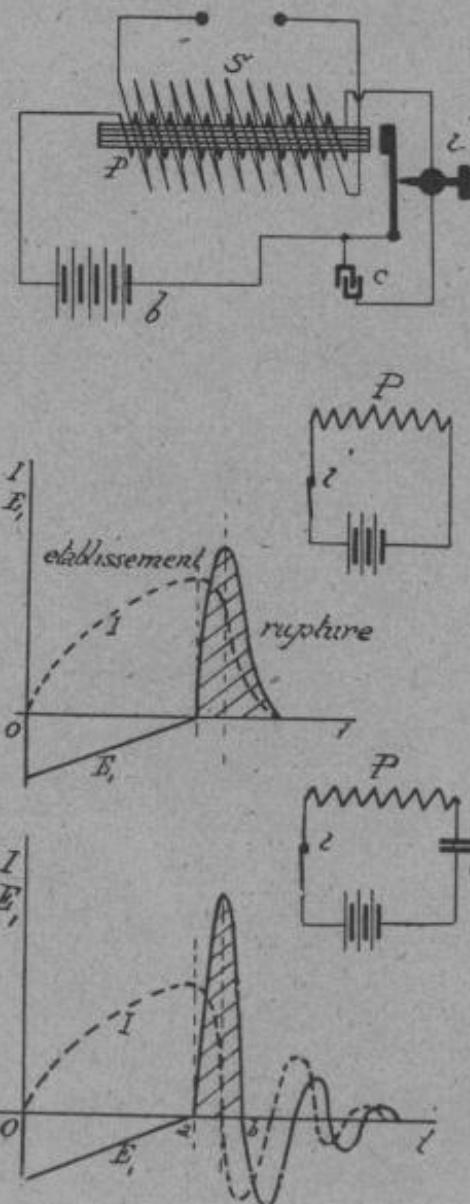


Fig. 65.

quent les variations du courant sont moins rapides. Il y a donc intérêt à choisir une valeur moyenne qui ne répond pas toujours à tous les desiderata.

On cherche généralement à obtenir la plus grande force électromotrice secondaire possible pour charger le circuit oscillant. Celle-ci dépendant du flux, il faut que la variation du flux soit rapide; on en déduit entre autres que la valeur de la réluctance du circuit magnétique doit être très petite.

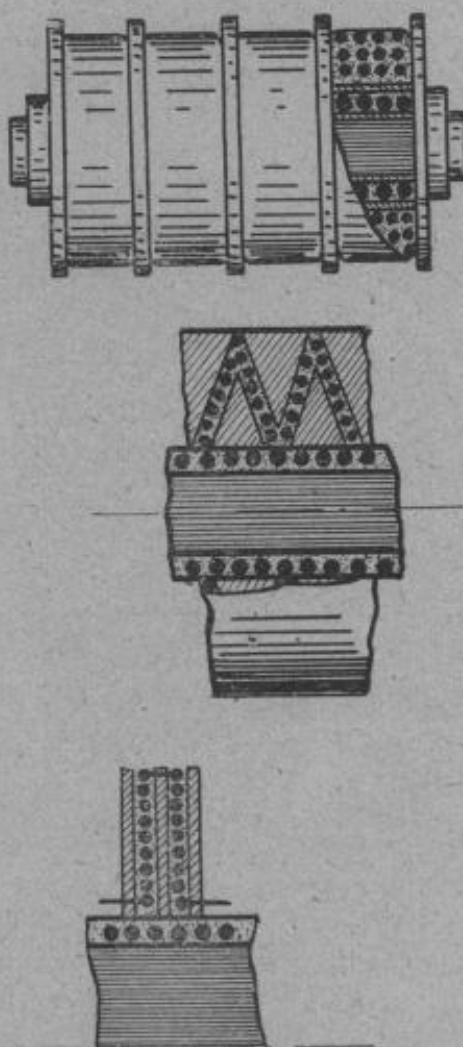


Fig. 66.

secondaire est placé par-dessus (*fig. 66*). Le rapport des nombres de spires des deux enroulements est généralement de 300.

Comme la différence de potentiel entre deux spires du secondaire est assez grande, l'isolation doit être soigneusement fait. En général on préfère sectionner le secondaire en un certain nombre de parties reliées entre elles, mais formant des galettes parfaitement isolées et faciles à remplacer.

D'autres dispositifs sont utilisés: on peut citer la disposition en

galettes coniques, où la distance entre deux sphères est d'autant plus grande que la différence de potentiel est grande, et la bobine Rochefort dont le secondaire est formé d'une seule galette.

La puissance d'une bobine d'induction est donnée par sa longueur d'étincelle, mais en T. S. F. cette donnée ne peut servir que d'indication.

Si l'effet désiré ne peut être obtenu avec une seule bobine, on peut monter les secondaires des bobines en série ou en parallèle.

A chaque extrémité, on ajoute généralement des bobines très petites et moins bien isolées. Ces bobines dites de choc sont destinées à supporter des surtensions statiques, ou à amortir le front d'une onde.

Interrupteur des bobines d'induction. — L'organe essentiel d'une bobine d'induction est l'interrupteur ; il doit satisfaire aux conditions suivantes :

Rapidité,

Régularité de marche,

Possibilité de charges différentes,

Absorption minimum,

Bon fonctionnement à la rupture.

Les interrupteurs les plus simples sont les interrupteurs à marteau, dont le fonctionnement est connu. Différents modèles sont représentés sur la figure 67.

On doit pouvoir faire varier en

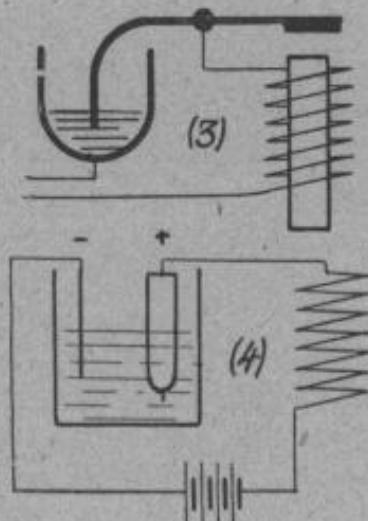
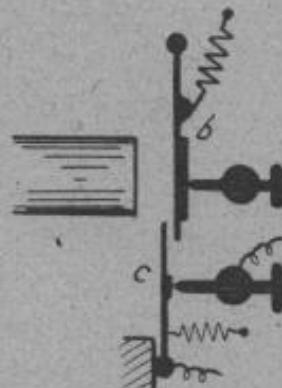
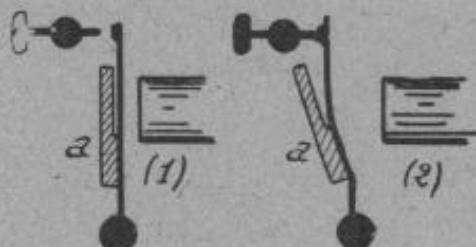
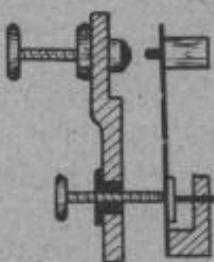


Fig. 67.

général : la position du trembleur par rapport au noyau et la position du contact platiné. En réalité ces différents éléments ont une influence très grande sur la variation du flux.

Pour obtenir une rupture brusque et un meilleur contact au repos (*fig. 67, 1 et 2*) la masselotte *a* est partiellement libre. Au repos la pression du ressort est telle que la masselotte est ramenée en arrière : quand l'attraction se produit, le contact est coupé brusquement puisque *a* est déjà en mouvement.

Dans d'autres systèmes la palette *b* ne produit pas la rupture, mais elle agit, à un temps *t* de sa course, sur une lame *c* qui rompt le contact.

Nous citerons encore les vibreurs à palette oscillante, portant un enroulement dont l'action électro-magnétique sur l'électro provoque une répulsion augmentant ainsi la vitesse de l'oscillation.

Les interrupteurs à marteau s'enrassent très vite, et les contacts doivent être fréquemment remplacés ; ceux-ci doivent être en platine et présenter une assez large surface.

Si le courant à couper dépasse 5 à 10 ampères, on leur préfère les interrupteurs à mercure.

Les interrupteurs à mercure peuvent être comme l'interrupteur Foucault, un simple interrupteur à marteau dans lequel les contacts ordinaires sont remplacés par une tige plongeant dans une cuvette à mercure. Généralement l'attraction du marteau est opérée par l'intermédiaire d'un électro-aimant auxiliaire ou, comme dans le buzzer du système Lodge-Muirhead (*fig. 68*) par l'intermédiaire de deux électro-aimants *S* et *S'* montés en série. Ce dernier dispositif présente une plus grande régularité.

L'interrupteur Ducretet se compose aussi d'une tige plongeant dans une cuvette à mercure, mais les déplacements de la tige sont réglés par une biellette commandée par un moteur auxiliaire. Dans ce système, la pointe se soulevant verticalement, évite les projections de mercure ; d'autre part il est plus commode de faire varier le nombre d'interruptions (600 à 800).

Les interrupteurs à turbine sont les plus en usage parce qu'ils permettent la rupture rapide de courants très forts. Un interrupteur à turbine (*fig. 68*) se compose en principe d'un récipient de

forme cylindrique V dans lequel se trouve du mercure. Au centre du récipient est disposée une turbine S montée sur un axe vertical et qui peut être entraînée dans un mouvement de rotation rapide par un petit moteur auxiliaire M. La turbine, sorte de toupie creuse, présente des orifices *u* régulièrement espacés, par lesquels jaillit le mercure *t*, quand la turbine tourne.

Chaque fois que le jet de mercure rencontre des lames métalliques *o*, le circuit primaire est fermé. Dans la plupart des types, la turbine comporte deux orifices *u*, et de une à quatre lames *o*, convenablement disposées,

Pour éviter la formation d'arcs, on remplit les récipients V de pétrole ou d'alcool, ou bien on y fait passer un courant continu de gaz d'éclairage.

Le moteur auxiliaire peut être directement monté sur l'axe, mais on préfère le rendre indépendant pour permettre des variations de vitesse.

A l'aide des interrupteurs à turbine, on a pu obtenir 500 à 1 000 interruptions par seconde avec des postes de moyenne puissance.

Sur les navires, la turbine est montée sur un système à la cardan.

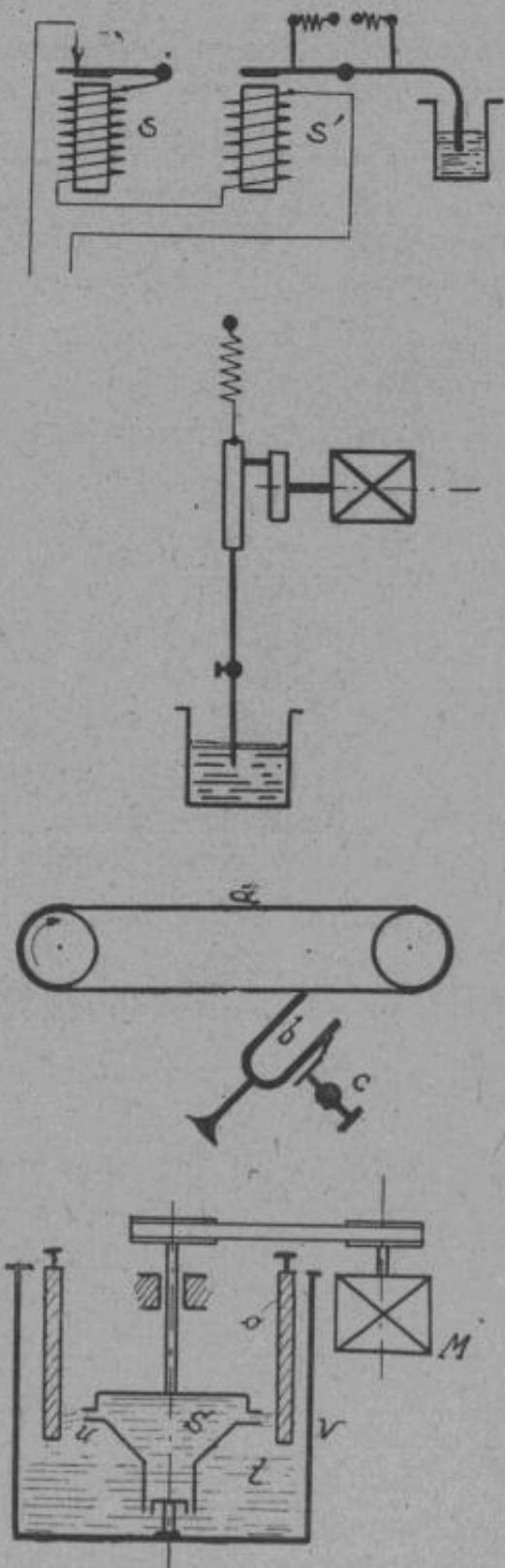


Fig. 68.

Nous citerons pour terminer, quelques interrupteurs basés sur des principes différents.

L'interrupteur Klingel fass est un simple cylindre tournant dont la surface est alternativement isolante et conductrice, et sur laquelle frotte un balai métallique. Le système est plongé dans un mélange de mercure et de pétrole isolant, amalgamant les surfaces en contact. L'intensité ne doit pas dépasser 35 ampères et on ne peut obtenir plus de 25 à 120 interruptions par seconde.

L'interrupteur Magunna (*fig. 68*) utilise, pour produire les ruptures, les vibrations musicales d'un diapason *b* dont l'entretien est obtenu par le frottement léger d'une courroie sans fin *a*, entraînée par un petit moteur auxiliaire.

Ce dispositif convient pour les petites puissances.

L'interrupteur électrolytique Wehnelt (*fig. 67, 4*) se compose d'un vase contenant de l'acide sulfurique étendu, dans lequel plonge une lame de plomb et un tube de verre terminé par une pointe fixe de platine. Quand on ferme le circuit d'une batterie d'accumulateurs sur l'interrupteur et le primaire d'une bobine, le fil de platine s'échauffe, et des bulles de vapeur se forment à la surface du fil, interrompant ainsi le courant.

A ce moment le fil se refroidit et rétablit le courant. Il est possible à l'aide de cet interrupteur d'obtenir des interruptions très rapides, mais le courant est beaucoup trop faible pour les usages de la pratique.

Enfin des résultats satisfaisants ont été obtenus à l'aide d'un disque rotatif poli, sur la périphérie duquel s'appuie un crayon en charbon. Quand le disque est entraîné à une vitesse égale à 2 000 tours, le charbon vibre et produit des ruptures très rapides (120 à la seconde). Le réglage est par contre très minutieux.

Alimentation des bobines. — Les bobines d'induction sont généralement alimentées par des batteries d'accumulateurs. Le montage est représenté figure 69.

Le moteur qui commande l'interrupteur *i* est monté aux bornes de la batterie par l'intermédiaire d'un potentiomètre *S*. Le rhéostat *r* sert au réglage de l'intensité, qui est indiquée par l'ampèremètre *a*.

Quand on emploie une dynamo à la place de la batterie, on

monte une résistance e sur le plot de repos du manipulateur pour éviter les à-coups. Des lampes l sont aussi montées en shunt pour éviter les extra-courants.

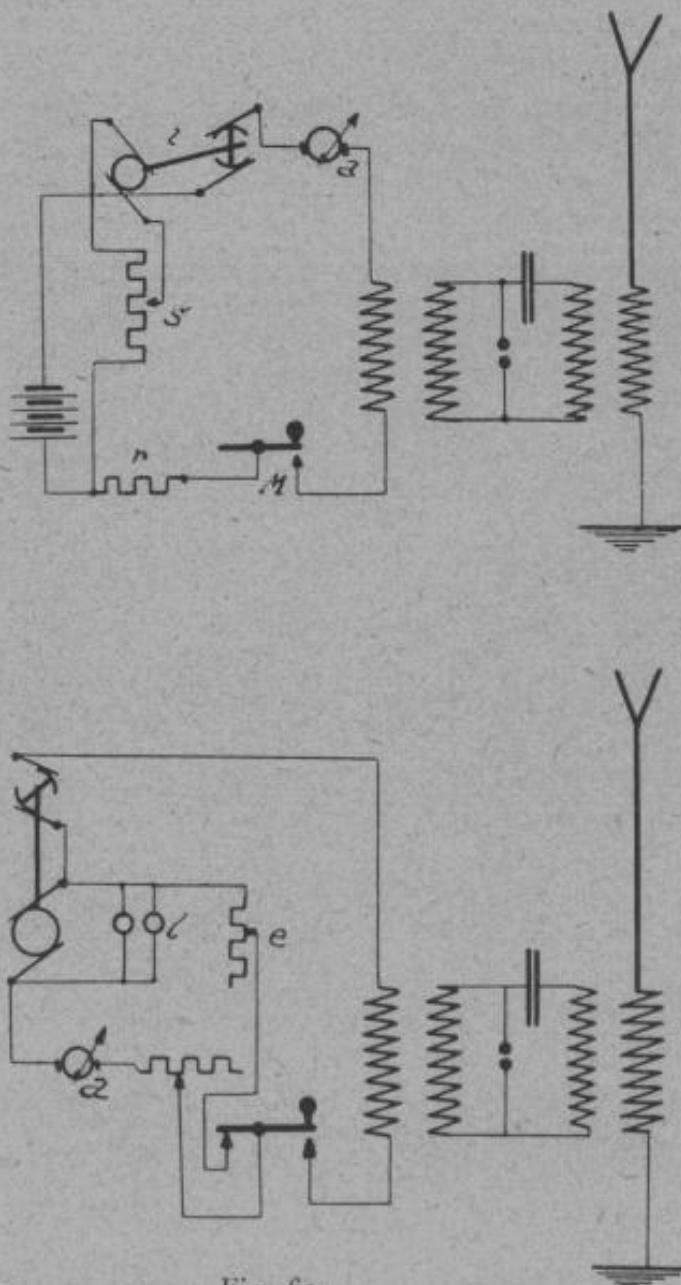


Fig. 69.

Remarques. — 1) Les bobines montées, soit en direct, soit avec des dispositifs à excitation par dérivation, doivent être parfaitement isolées entre le primaire et le secondaire. Une des extrémités du secondaire est en effet reliée à la terre.

2) Les condensateurs des bobines d'induction sont générale-

ment construits à l'aide de feuilles d'étain séparées par des feuilles de papier paraffiné.

Dans certains dispositifs, la capacité est variable. Pour une bobine de 20 à 30 centimètres d'étincelles alimentée par une batterie donnant 20 à 30 volts et débitant 12 ampères, la capacité varie de 1 à 4 microfarads.

Génératrices à haute tension. — Dans les postes alimentés directement par du courant continu à haute tension (charge d'un condensateur par une force électromotrice constante), on emploie des batteries d'accumulateurs ou des génératrices à haute tension. Les batteries d'accumulateurs sont avantageuses au point de vue technique, mais présentent de multiples inconvénients. On leur préfère les machines à haute tension.

Ces dernières doivent être construites spécialement. L'isolation des enroulements doit être sérieusement étudié, puisque la différence de potentiel aux armatures du condensateur peut atteindre sensiblement le double de la force électromotrice de la machine.

On évite le passage du courant alternatif dans les enroulements en shuntant la machine à l'aide de batteries de condensateurs, et on protège le circuit de charge par des bobines de self servant aussi aux réglages.

Alternateur. — Les alternateurs employés pour alimenter les transformateurs sont du type industriel. Ils doivent présenter un isolement parfait des organes électriques et principalement par rapport à la masse.

Le type généralement choisi est à inducteur tournant et induit fixe, ce qui facilite l'isolation entre les divers organes.

La fréquence est choisie de façon à ce qu'elle soit d'autant plus grande que la capacité à charger est petite,

30 à 100 p. p. s.	étincelles rares,
500 à 800 p. p. s.	étincelles musicales.

L'entraînement de l'alternateur peut se faire à l'aide de moteurs mécaniques ; ceux-ci doivent être très réguliers.

Pour des stations à marche intermittente et des changements

fréquents de vitesse, on préfère l'accoupler à un moteur électrique alimenté par une batterie d'accumulateurs.

La batterie est alors chargée par un groupe électrogène spécial.

Convertisseur. — Certains dispositifs ont été imaginés pour transformer directement du courant continu en courant alternatif. Il convient de citer le convertisseur Grisson employé dans les stations du système Slaby-Arco. Le courant continu est envoyé alternativement dans deux moitiés de l'enroulement d'un transformateur (fig. 70). Les deux moitiés sont montées sur le même noyau et l'aimantent chacune en sens contraire, créant une force contre-électromotrice dans l'autre moitié.

Transformateurs. — On peut employer, soit un transformateur à fuites, c'est-à-dire à circuit magnétique ouvert, ou sans fuites, c'est-à-dire à circuit magnétique fermé.

En général, on réserve les transformateurs à fuite, où la résonance est plus facile à obtenir, pour les stations de faible puissance, surtout quand les émissions sont à étincelles rares.

La plupart des stations importantes utilisent des transformateurs industriels.

L'isolement doit être très soigné, surtout entre le primaire et le secondaire, à cause des surtensions.

Les bobines de réaction ou de self-induction qui sont adjointes aux transformateurs comportent un petit nombre de couches de fil bien isolées, montées sur une carcasse en bois, dans laquelle se trouve un noyau mobile formé de lames de tôles isolées.

La résonance peut aussi être obtenue par variation de vitesse de l'alternateur, c'est-à-dire à une fréquence donnée (alternateur Bethenod).

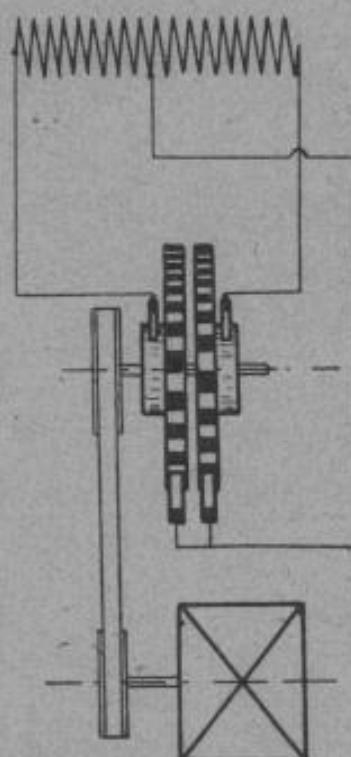


Fig. 70.

Dans les transformateurs sans fuites, lorsqu'on doit faire varier le rapport de transformation, on divise le primaire en sections que l'on peut associer facilement.

Les transformateurs de résonance ou à fuites sont construits comme les bobines d'induction (*fig. 71*). Les enroulements sont

généralement noyés dans une matière isolante qui diffère suivant les constructeurs.

Si l'on varie la capacité, on sait qu'il faut faire varier la fréquence pour obtenir la résonance, on préfère se servir de spires disposées sur l'enroulement secondaire ou bien associer les galettes en séries ou en parallèle.

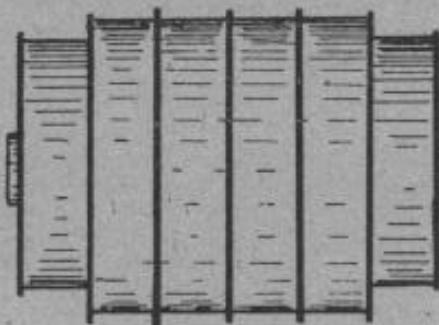


Fig. 71.

On ajoute dans le cas d'emploi de transformateurs à fuites, une self réglable qui n'intervient pas pour le réglage de la résonance, mais limite la valeur du courant quand on veut obtenir de grandes énergies.

Manipulation. — Les séries d'étincelles longues ou brèves produisent au récepteur des traits ou des points, et l'assemblage de ces traits et points représente, dans le cas général, l'alphabet Morse; on emploie dans ce but un appareil appelé manipulateur (*fig. 72*).

Ce manipulateur peut être monté directement dans le circuit primaire, mais cette disposition ne convient qu'aux faibles puissances.

En effet les variations de charges provoqueraient des variations de la pulsation du courant, variant ainsi les conditions de réso-

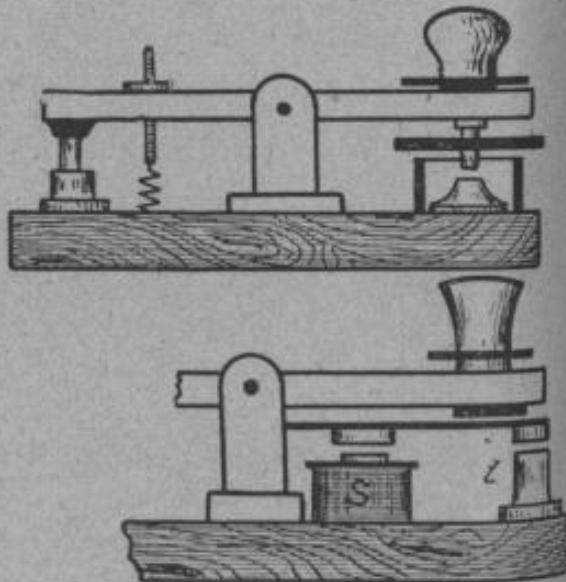


Fig. 72.

nance. Elles sont d'autant plus grandes en outre, que la rapidité de la coupure est grande.

On peut s'en convaincre en fermant brusquement (*fig. 73*) un robinet S ; si précédemment un courant d'eau circulait dans le

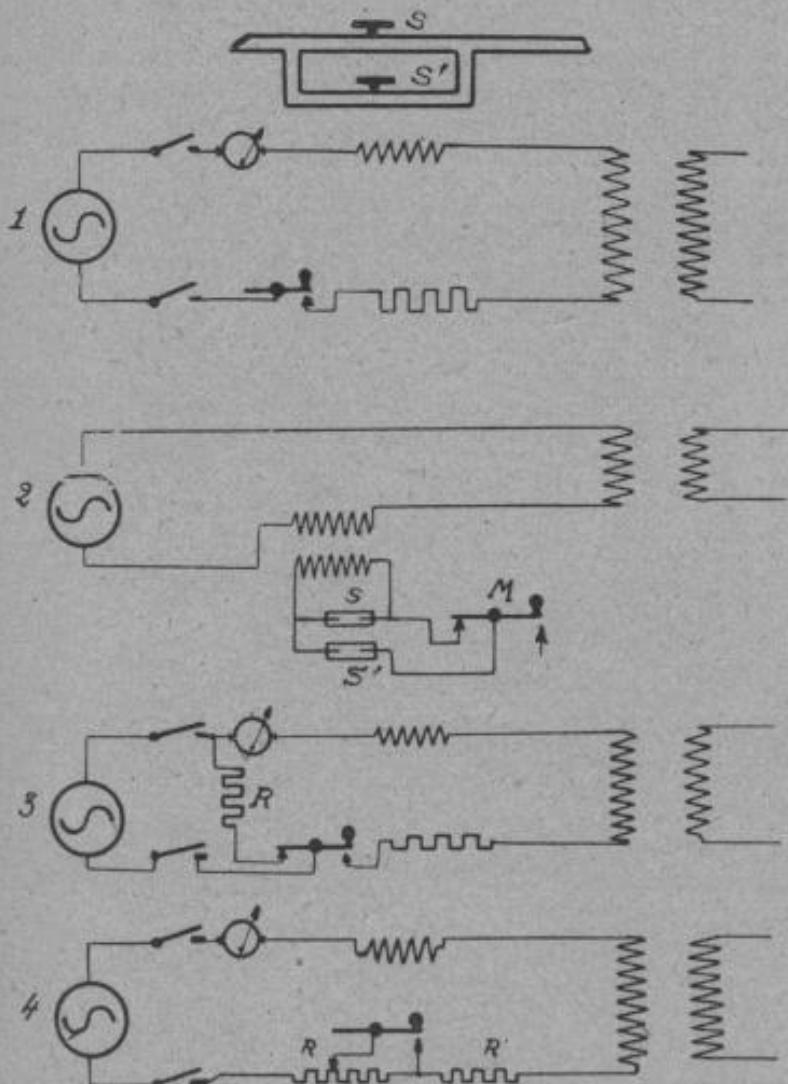


Fig. 73.

tube, il se produit un coup de bâlier qui peut avoir une grave répercussion sur la conduite. On réduit l'effet produit en ouvrant en même temps un passage auxiliaire S' .

1^o Le procédé le plus simple de manipulation ou procédé du tout ou rien (1), consiste à intercaler directement le manipulateur dans le circuit de charge. Ce procédé ne convient qu'aux très petites stations, où la puissance demandée est très faible; il peut se produire de fortes étincelles au manipulateur.

2° Un deuxième procédé consiste à intercaler un deuxième transformateur dans le circuit de l'alternateur qui abaisse la tension de l'alternateur en débitant sur des résistances liquides S et S' (2). La charge fournie au circuit oscillant n'est pas suffisante en temps normal, mais si on abaisse la clef de manipulation M , on coupe une résistance S' et la charge fournie est alors suffisante.

3° On peut employer un rhéostat compensateur sur lequel débite l'alternateur au repos. On utilise alors le plot de repos du manipulateur qui est relié à la résistance R (3). Dans ce dispositif les étincelles au lieu de se produire uniquement sur le plot de travail, se produisent aussi sur le plot de repos ; d'autre part l'alternateur reste pendant un intervalle très court sans charge (passage de repos à manipulation et inversement).

Ces deux procédés (2 et 3) sont abandonnés.

4° On leur préfère l'emploi d'un rhéostat shunt (4) qui consiste à shunter directement le manipulateur par une résistance R , de telle façon qu'elle soit la plus petite possible et que l'étincelle n'éclate pas quand le manipulateur est levé.

Le facteur de surtension est :

$$\frac{I}{(R + R')C\omega},$$

et si V est la tension aux bornes du condensateur quand le manipulateur est levé, il faut faire $V = \frac{E}{(R + R')C\omega} < E'$, tension disruptive.

Ce procédé est le plus commode.

5° On peut aussi manipuler sur l'excitatrice directement (fig. 74). Ce procédé employé dans les stations de grande puissance consiste à faire varier la force électromotrice de l'alternateur en agissant sur l'excitation e' . Le manipulateur court-circuite une partie de la résistance R .

On doit par contre employer des alternateurs spéciaux. En effet pour que la manipulation soit rapide et que le circuit oscillant puisse se charger rapidement, il faut que le courant dans le circuit de charge s'établisse rapidement (par conséquent résistance très faible et self-induction proportionnelle). D'autre part il est

nécessaire de travailler au-dessous de la saturation magnétique de l'alternateur pour obtenir une forte variation de la force électromotrice de l'alternateur pour une faible variation du courant d'excitation.

6^e On peut aussi manipuler (2) en désaccordant le circuit antenne terre, mais ce procédé n'est pas commode et ne convient pas aux postes à ondes amorties à cause des défauts d'isolement.

Avant d'étudier l'organe de manipulation, il faut remarquer que le temps correspondant à un point doit être égal au temps de charge du circuit oscillant.

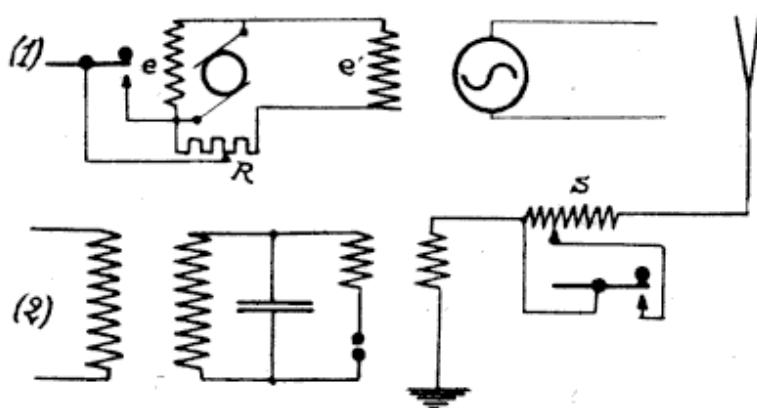


Fig. 74.

L'organe de manipulation le plus simple est représenté figure 72, c'est en somme le manipulateur Morse ordinaire qui peut couper des courants allant jusqu'à 10 ampères. Les contacts sont généralement en platine et pour de fortes intensités, placés dans des godets remplis de pétrole et fermés par une rondelle en caoutchouc.

Dans les modèles de la marine et de la guerre, le plot de repos est aussi placé dans un godet rempli de pétrole.

Dans certains systèmes (si le plot de repos est inutilisé), il peut servir à établir la jonction avec le système de réception, permettant ainsi la coupure automatique de la réception, à la transmission.

Si le courant à couper est élevé (au-dessus de 10 ampères), on emploie des relais ou des manipulateurs à électro-aimants (fig. 72). Si le levier est abaissé, il établit une liaison électrique entre la

lame mobile et le plot *t*, fermant ainsi le circuit de l'électro-aimant et du circuit à commander (si l'électro est intercalé directement dans le circuit, il doit présenter une faible résistance). Si le levier est relevé, la lame reste en contact, jusqu'à ce que le courant passe par une valeur à peu près nulle.

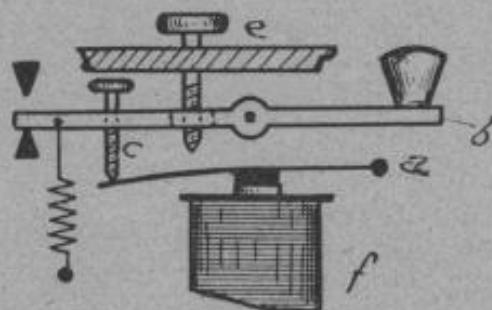


Fig. 75.

A ce moment l'électro-aimant relâche la lame et coupe le circuit. Ce système supprime l'étincelle, mais exige un réglage très précis.

Pour des bobines d'induction, on peut supprimer les étincelles au manipulateur en commandant

mécaniquement le vibrateur par le manipulateur. Ce système (*fig. 75*) revient en somme à une commande mécanique sans commande électrique.

Pour les stations de grande puissance on préfère les manipulateurs à relais avec contacts en charbon et de grande surface, mais ils facilitent l'amorçage d'arcs.

M. Ferrié a étudié un manipulateur pratique basé sur les turbines à mercure (*fig. 76*).

Il se compose en principe d'un relais commandé par un manipulateur simple.

L'électro-aimant *s* du relais commande un piston *a* qui refoule le mercure de *c* par un ajutage *t*, sur un cylindre tournant *o* amalgamé. Ce piston *a* peut être rappelé en position inactive par un ressort.

Ce type de manipulateur a été employé à la Tour Eiffel pour de fortes intensités.

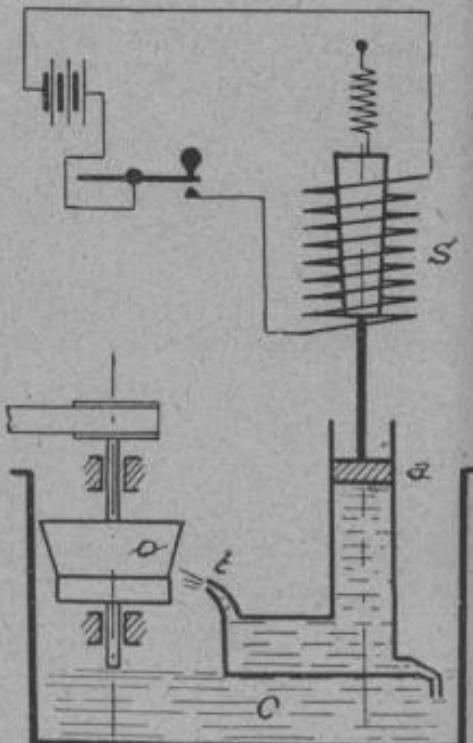


Fig. 76.

Manipulateurs automatiques. — Les manipulateurs automatiques sont analogues à ceux utilisés en télégraphie ordinaire, et permettent des manipulations plus rapides et plus régulières. La rapidité ne peut dépasser certaines limites si la réception se fait au son (fig. 77).

En principe ils comprennent deux appareils distincts : 1° le perforateur ou appareil analogue à une machine à écrire, mais perforant une bande de papier *b*; 2° le transmetteur constitué par 2 balais *a* et *a'* qui viennent en contact, quand la bande est perforée, et ferment le circuit d'un relais commandant le système de transmission. La bande de papier est entraînée par un moteur auxiliaire à vitesse variable en *b*.

La C^e Marconi utilise un dispositif semblable, mais au lieu de

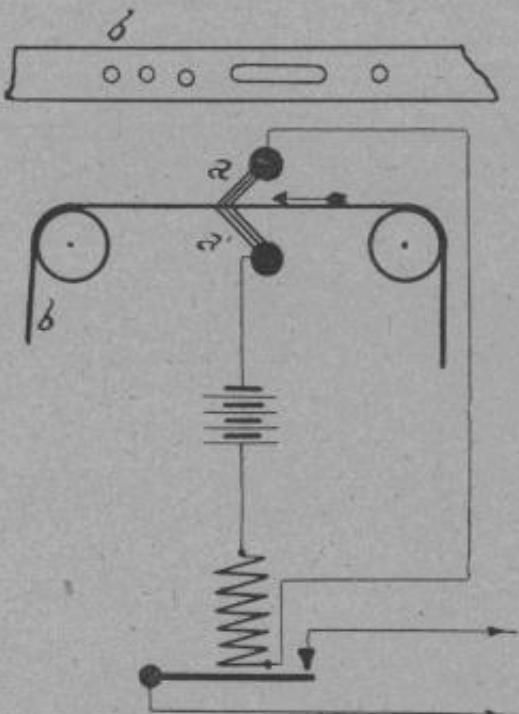


Fig. 77.

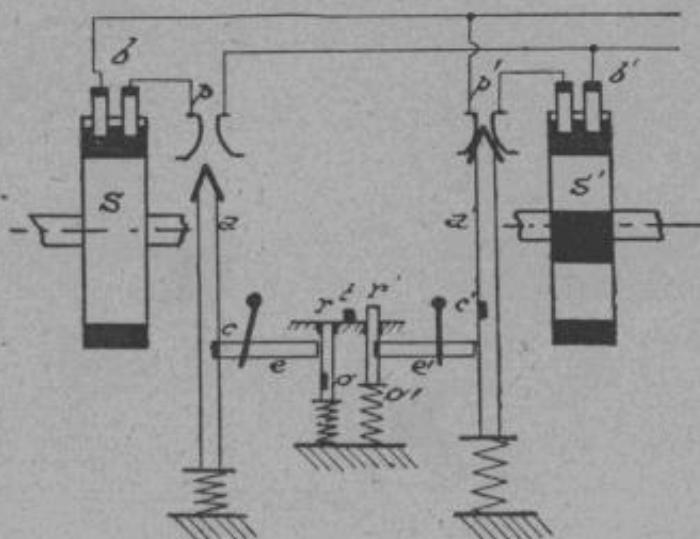


Fig. 78.

commander directement le système de transmission, elle emploie
P. MAURER.

des intermédiaires, sortes de valves à air comprimé commandant les circuits à haute fréquence. On dépasse ainsi, sans produire d'arcs gênants, 100 mots à la minute.

Le transmetteur Pedersen permet de transmettre de 100 à 300 mots à la minute. Cette vitesse est d'autant plus avantageuse qu'elle permet d'éviter les troubles dus aux parasites (le pour 100 d'erreurs étant plus petit que dans une transmission manuelle).

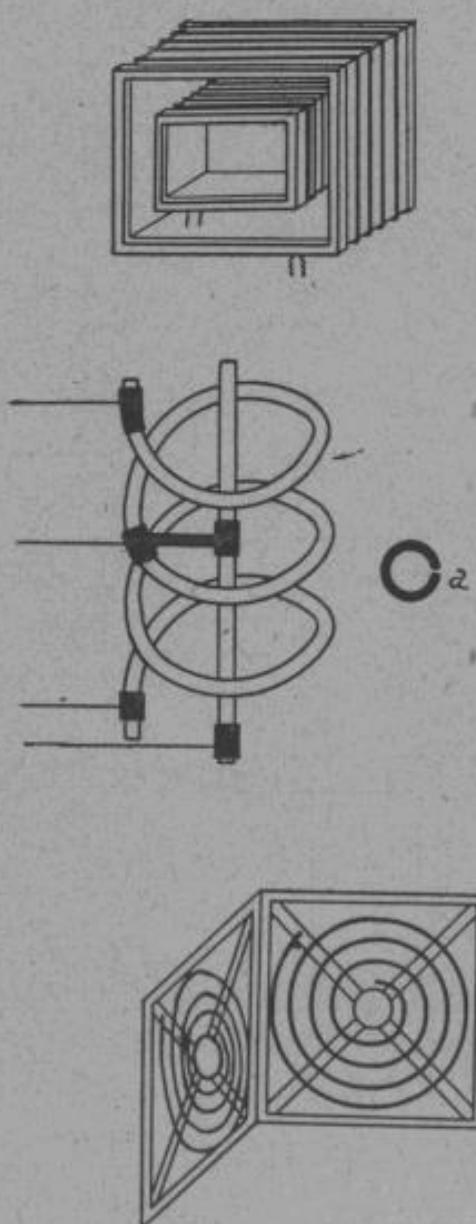


Fig. 79.

Par contre il nécessite des réceptions avec inscription photographique (fig. 78).

En principe le ruban perforé passe en r et r' et est entraîné par la broche t . Quand le ruban présente une perforation (un trait ou un point) les broches r ou r' sont soulevées et le contact est fermé par les leviers a ou a' en p ou p' . Les roues de contacts s et s' n'entrent en action que si l'un des contacts en p ou p' est fermé (les roues de contacts pour les points ne sont pas représentées).

Actuellement on utilise des machines à clavier alphabétique qui perforent le papier d'une certaine façon (système Wheatstone). La bande passe ensuite dans un mécanisme automatique qui transforme les signaux inscrits en signaux Morse, et qui agit directement sur le relais d'émission.

Self-induction du circuit oscillant. — L'exciteur Oudin a généralement la forme d'un grand solénoïde (fig. 79), composé d'un tube en cuivre, de 15 à 20 millimètres de diamètre. La distance entre deux spires consécutives doit être telle qu'il ne puisse jaillir une étincelle.

Le diamètre varie avec l'intensité du courant. L'hélice étant rigide, elle permettra un isolement facile, ce qui est avantageux pour les grandes puissances. On dispose des pinces spéciales soit directement sur le tube, soit par l'intermédiaire d'une tige centrale, pour permettre d'intercaler la longueur voulue du solénoïde, et réaliser l'accord.

Pour un diamètre du solénoïde égal à 10, on prend généralement un tube égal à $1/10$ et si le tube a dépasse 2 centimètres, il est préférable de le fendre sur toute sa longueur pour éviter la production de courants de Foucault.

Dans les transformateurs Tesla, ou excitation par induction, on a intérêt à réduire la self-induction du primaire ; dans ce cas on monte 1 ou 2 spires sur un cadre en bois (*fig. 79*) et le secondaire peut être monté sur le même cadre ou sur un cadre différent, qui se déplace à l'intérieur du premier, pour faire varier le couplage. On peut aussi employer deux tubes en hélice et concentriques, ou mieux deux cadres réunis par des charnières et portant des spirales plates faites à l'aide de gros fil ou de rubans plats.

En ouvrant ou en fermant les cadres, il est possible de varier le couplage ; ce type de self-induction ne se prête pas à la réalisation de forts isolements, et n'est employé que pour des postes de faible puissance.

Condensateur du circuit oscillant. — Les condensateurs utilisés dans les circuits oscillants doivent satisfaire à de nombreuses conditions.

- 1) Ils doivent être peu encombrants, puisqu'il est nécessaire de les coupler.
- 2) Il faut que le diélectrique présente une grande résistance à la perforation et ne s'échauffe pas.
- 3) Il faut que le diélectrique consomme peu d'énergie, et que sa conformation soit telle qu'il ne se produise pas d'effluves.

Les condensateurs actuels se divisent en deux catégories : les condensateurs plans ou à plaques, et les condensateurs à bouteille.

Dans les condensateurs plans, les électrodes sont en aluminium ou en étain et sont séparées par des plaques de verre ou de mica.

Un certain nombre d'éléments sont groupés ensemble et bien serrés ; le tout est immergé dans de l'huile ou du pétrole lourd.

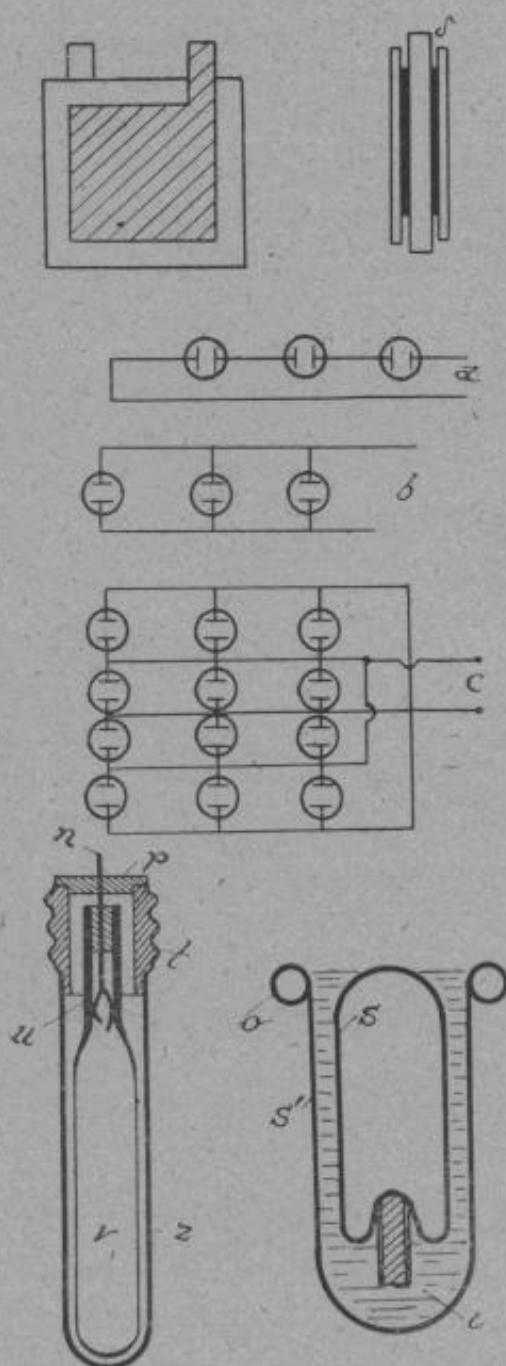


Fig. 80.

fortement. De cette façon on évite de laisser des bulles d'air entre les éléments. Les éléments sont ensuite plongés dans un bain de cire fondu qui en se solidifiant forme une masse compacte garantissant les condensateurs de l'humidité.

Les condensateurs à bouteille sont basés sur le principe de la

Le diélectrique doit avoir une résistance spécifique élevée, une grande rigidité diélectrique et causer peu de pertes d'énergie. Ces dernières augmentent comme le carré de la tension et pourraient causer un échauffement dangereux :

— mica est bon, mais coûteux ;

— ébonite ne supporte pas des élévations de température ;

— verre blanc et flint ont été employés avec succès pour des tensions au-dessus de 10 000 volts.

Pour éviter la production d'effluves (fig. 80) qui provoquent l'usure des bords du diélectrique, on ménage un intervalle δ où l'on coule un diélectrique liquide.

Les condensateurs Dulilier sont construits avec diélectrique en mica. Les électrodes sont recouvertes d'une couche de cire isolante ($\frac{1}{1000}$ de millimètre),

puis on empile les éléments et on chauffe le tout en comprimant

bouteille de Leyde. Ils sont plus avantageux que les condensateurs plans à cause de l'encombrement (comparaison établie pour de grandes capacités), et parce que la surface offerte aux effluves est plus petite,

La maison Mosciki construit des condensateurs à bouteille de 0^m,60 à 1^m,50 de long et 6 centimètres de diamètre. Ils sont constitués par de longues bouteilles en cristal *v* dont les parois intérieures et extérieures sont recouvertes d'une couche d'argent (par action électrochimique). La rupture du diélectrique se produisant généralement sur le bord des armatures, on a renforcé l'épaisseur du verre de la bouteille en *u* (densité du potentiel trop grande sur les bords).

Les prises de contact sont effectuées à l'aide d'une tige *n* à ressort pour la partie intérieure, et d'un manchon en cuivre *z* qui sert d'enveloppe extérieure.

Le manchon est rempli d'eau glycérinée pour permettre le refroidissement, et est fermé par un bouchon en porcelaine *t*.

Un élément de 6 centimètres de diamètre et de 1^m,38 présente une capacité de 0,005 microfarad et supporte une tension de 60000 volts.

Dans un autre type, les armatures *s* et *s'* sont cylindriques et recourbées aux extrémités *o* pour rendre l'intervalle diélectrique plus grand. Cet intervalle *i* est rempli d'huile.

Les condensateurs se couplent en série et en parallèle (chap. 1) suivant la tension utilisée et la capacité nécessaire (*fig. 80*). On emploie en général le groupement combiné ou en cascade *c*.

Le groupement en série diminue les effluves.

Éclateurs. — Tant que la puissance du poste est faible la forme de l'éclateur varie peu. On peut sans inconvénient employer des éclateurs tige-boule, boule-boule, plateau-tube, plateau-plateau (*fig. 81*).

Généralement on relie à la terre la borne connectée à l'électrode mobile pour éviter des secousses dangereuses.

Dans les éclateurs boule-tige ou plateau-tube on a reconnu par expérience qu'il était préférable de relier à la terre la tige ou le tube, si on emploie une source à courant continu.

Dès que l'on atteint une certaine puissance, l'éclateur doit être constitué de telle façon qu'il ne s'échauffe pas et qu'il ne se produise pas d'arcs.

On donne alors aux électrodes une certaine masse, proportionnelle à la puissance en jeu, et une forme telle que l'étincelle se promène toujours à la surface. On peut adopter la forme en cylindres parallèles (*fig. 81*), dont un cylindre est entraîné dans un mouvement de rotation continu par un moteur auxiliaire. On emploie aussi des éclateurs à couronnes, c'est-à-dire en forme de plateaux évidés au centre.

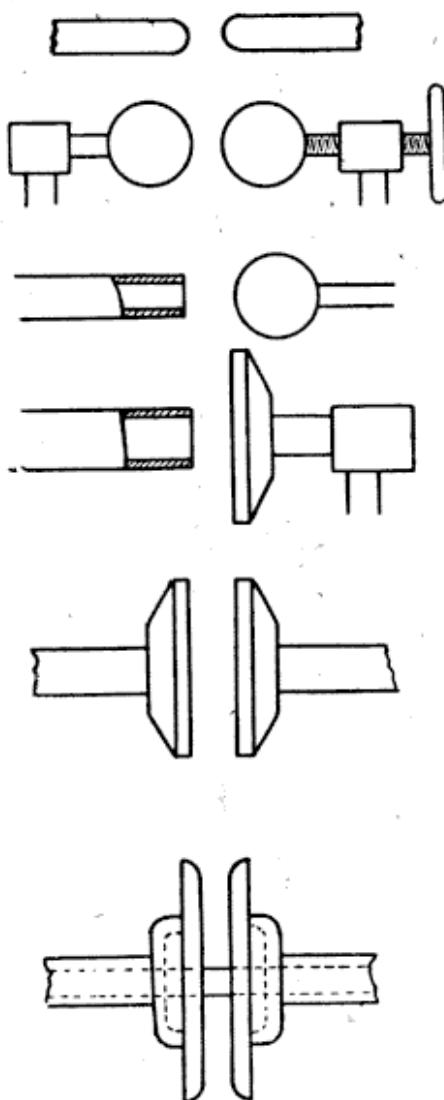


Fig. 81.

Enfin pour de grandes puissances, on préfère l'éclateur tube-plateau. On fait alors circuler dans le tube un fort courant d'air qui souffle l'arc.

Certains dispositifs ont été étudiés pour éviter le bruit de l'étincelle. Ils rendent en général l'isolation difficile, et on préfère enfermer l'éclateur dans un local feutré.

De nombreux essais ont été faits pour placer l'éclateur dans un milieu liquide ou gazeux, mais on a reconnu que l'élément liquide

se décomposait sous l'action de l'échauffement produit par l'étincelle et qu'il abandonnait son pouvoir isolant. Les éclateurs placés dans du gaz comprimé sont aussi abandonnés, car ils apportent une complication dans le montage et la manipulation.

La nature du métal employé varie avec les constructeurs, mais on préfère généralement le cuivre ou le zinc.

Les éclateurs pour étincelles musicales sont constitués en principe (fig. 82) par une roue dentée montée sur l'arbre de l'alternateur; on commande ainsi plus facilement l'étincelle. Le disque est isolé de l'arbre par des joues en caoutchouc ou, plus généralement, relié directement à la masse. Le nombre de dents dépend du son à obtenir et de la fréquence de l'alternateur. L'électrode fixe ou les électrodes fixes sont montées sur un support isolant dont la position peut varier pour effectuer le réglage de l'étincelle. Si la fréquence des oscillations produites n'est pas très élevée, l'éclateur tournant peut fonctionner en excitation par choc (voir ondes entretenues).

Le calage de l'éclateur est assez délicat. Il s'ajuste par tâtonnements et en marche.

Rouzet emploie deux plateaux à plusieurs dents synchrones, divisant ainsi l'étincelle.

Enfin la C^e Marconi utilise deux disques fixes entre lesquels tourne un disque à dents (disc-discharger).

Pour des fréquences musicales (500 à 1000), il est préférable d'employer des disques dentés.

On peut aussi utiliser des tubes plateau en cuivre rouge, mais avec fort courant d'air pour chasser l'air ionisé, ou quelquefois circulation d'eau.

Un éclateur dû à MM. Béthenod et Girardeau, utilisé pour des postes de moyennes puissances, est composé de disques à dents

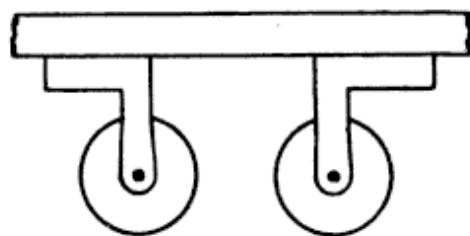
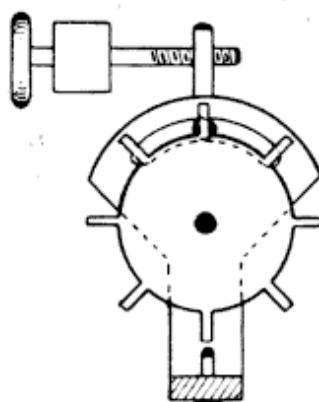
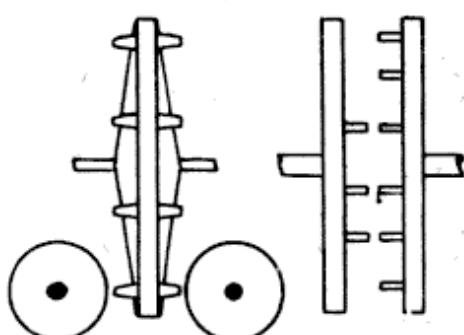


Fig. 82.

fixes. Une couronne de section conique tourne au centre avec un ventilateur.

Antenne. — L'antenne est constituée par un ou plusieurs fils disposés comme nous l'avons vu. Le type d'antenne varie suivant la puissance du poste, la portée, la région, etc...

La qualité du métal constituant les fils n'est pas indifférente.

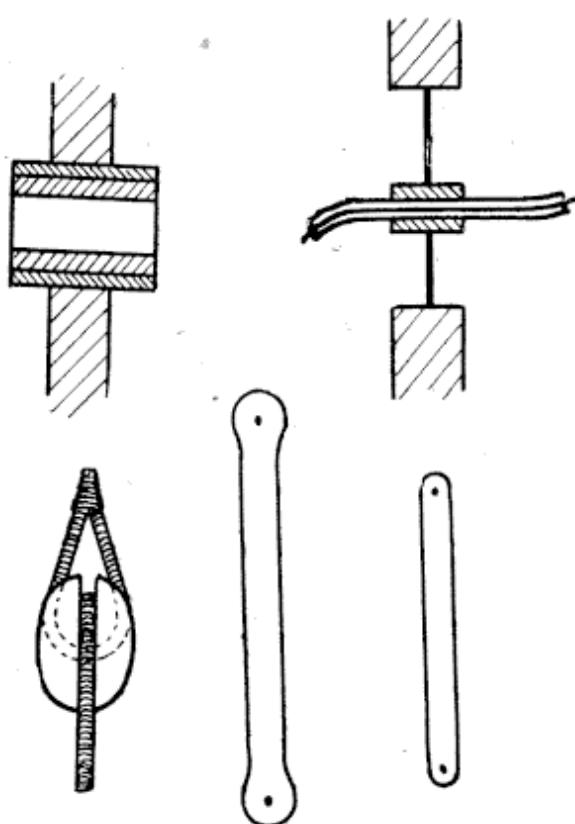


Fig. 83.

Le métal doit présenter une bonne conductibilité et une résistance mécanique assez grande (suivant les régions et les vents).

On emploie le cuivre, le bronze phosphoreux, le cuivre étamé, et quelquefois l'aluminium. On emploie de préférence des câbles à plusieurs brins.

Les jonctions entre fils doivent être soigneusement faites, surtout si elles sont exposées aux intempéries.

Les mâts supportant les antennes doivent être proportionnés aux efforts mécaniques qu'ils devront supporter.

Les extrémités des antennes sont isolées à l'aide de tiges d'ébonite de longueur variant entre 10 et 50 centimètres et de diamètre égal à 1 à 5 centimètres (*fig. 83*). On place quelquefois plusieurs isolateurs en série, quand l'antenne se trouve dans des régions humides ou pluvieuses.

L'entrée du poste doit être soignée. On devra employer du fil bien isolé ou entouré d'un fort tube en caoutchouc. La pénétration se fait par l'intermédiaire d'un carreau d'ébonite ou de verre, et le tube de caoutchouc ou d'ébonite dépasse d'environ 40 ou 50 centimètres de chaque côté.

Sur les navires, on doit éviter la proximité de cordes ou de

pièces métalliques et isoler les organes gênants à l'aide d'isolateurs en porcelaine.

On peut admettre en principe que :

$\lambda = 4l$, pour les antennes simples;

$\lambda \geq 4l$, pour les antennes en L unifiliaires ou à fils parallèles;

$\lambda > 4$ à $5l$ pour les antennes en T;

$\lambda > 5l$, pour les antennes en V.

$\lambda > 7l$, pour les antennes en parapluie.

L'antenne simple n'est utilisée que pour les postes de petite puissance ou portatifs. Les antennes en L et V sont particulièrement directives et conviennent aux postes de moyenne puissance.

Les antennes en T sont directives dans deux directions opposées; elles sont employées sur les navires et pour les grands postes. Les antennes en parapluie conviennent particulièrement aux postes de réception; elles rayonnent peu. Dans l'établissement de cette antenne, la distance du sol à l'extrémité d'un brin doit au moins être égale au $\frac{1}{3}$ de la hauteur totale du mât de support.

Prises de terre. — Les prises de terre doivent être soigneusement effectuées, puisqu'elles jouent un rôle très important en T. S. F.

Elles sont en général constituées par des plaques métalliques en cuivre ou en zinc ou des toiles métalliques de même métal.

La prise de terre doit être de surface proportionnelle au développement de l'antenne. M. Tissot indique qu'il faut au moins 10 mètres carrés de surface de toile ou de plaque par kilowatt.

La prise de terre doit être enfouie dans un sol humide.

A bord d'un bâtiment la prise de terre est effectuée à l'aide d'une plaque soudée à la coque.

Si le sol est trop sec, on emploie un contrepoids. Ce sont des filets métalliques disposés horizontalement à faible distance de la terre et isolés. La surface du filet doit en principe équilibrer l'antenne.

Self et condensateur d'antenne. — Pour émettre des longueurs d'ondes différentes, on intercale dans l'antenne des selfs ou des capacités.

Les selfs sont en général constituées par des fils enroulés sur des carcasses isolantes. Une ou plusieurs pinces mobiles permettent d'effectuer les connexions (fig. 84). On se sert aussi de selfs plates, comme il a été décrit précédemment.

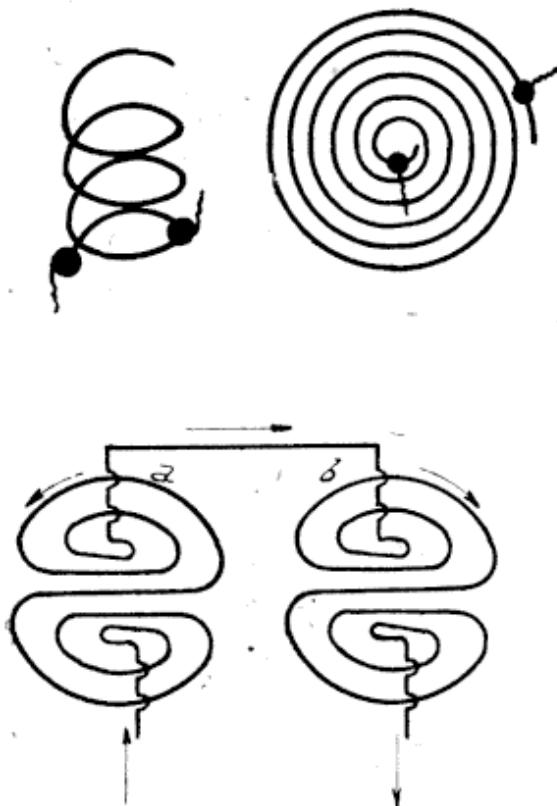


Fig. 84.

Dans les postes de moyenne puissance, il est souvent nécessaire de varier les longueurs d'ondes de transmission. On peut employer des selfs à fiches ou encore des variomètres. Ceux-ci sont basés sur l'emploi de deux selfs enroulées en spirales et reliées en série. En les déplaçant l'une par rapport à l'autre (fig. 84), on fait varier la self-induction totale L.

$$L = l_1 + l_2 + 2m:$$

l_1 = self de la 1^{re} bobine.

l_2 = self de la 2^e bobine.

m = coefficient d'induction mutuelle qui peut être positif ou négatif.

La figure 84 représente le variomètre de la Telefunken.

Les condensateurs d'antennes peuvent être à lames ou à bouteilles. Ils doivent pouvoir résister à de fortes tensions et présenter des capacités variables (association d'éléments).

Réglages pratiques. — Émission directe. — Le réglage porte d'abord sur la longueur d'onde de l'antenne que l'on peut faire varier à l'aide d'une self auxiliaire (voir mesures). Quand la longueur d'onde est réglée, il reste à régler l'étincelle du poste. On commence par réduire le plus possible l'étincelle de rupture du dispositif interrupteur (poste à bobine d'induction), puis on règle l'éclateur de façon à obtenir une étincelle franche, pure

et blanche. Ces derniers réglages doivent être effectués pendant le fonctionnement du poste.

Émission indirecte par dérivation. — Si le poste est alimenté par une bobine d'induction, les réglages portent d'abord sur la longueur d'onde de l'antenne (voir mesures). On doit ensuite accorder le circuit d'excitation avec l'antenne (voir mesures), et enfin régler l'étincelle comme précédemment en agissant sur l'éclateur et sur l'interrupteur de la bobine d'induction en diminuant ou en augmentant la fréquence des vibrations.

Émission par induction et par étincelles rares. — Les deux premiers réglages sont les mêmes que précédemment et seront indiqués au chapitre des mesures.

1^o) Cas d'un transformateur à fuites. Dans ce cas on donne un écart de quelques millimètres aux électrodes de l'éclateur et on met en marche l'alternateur. On appuie de temps en temps sur le manipulateur en augmentant progressivement la vitesse de l'alternateur jusqu'à ce que les étincelles éclatent franchement. On s'assure alors que la distance d'éclatement est normale.

En faisant varier légèrement la vitesse de l'alternateur, on constate que le point de résonance est bien atteint. La self-induction auxiliaire, qui doit rester la plus grande possible, pourra servir à parfaire le réglage si cela est nécessaire.

2^o) Cas d'un transformateur sans fuites. Le rapport de transformation et la vitesse de l'alternateur sont généralement donnés par les différentes émissions. On manœuvre alors la self auxiliaire en observant les indications de l'ampèremètre et la fréquence des étincelles. Quand le battement est régulier, on augmente légèrement l'excitation de l'alternateur pour éviter les ratés.

Le réglage est tel que la tension de décharge n'est produite qu'au bout de plusieurs périodes. Cette tension dépend de la distance de l'éclateur, de la nature du diélectrique interposé et de la forme des électrodes.

Émission par induction et par étincelles musicales. — 1^o) Éclateur fixe. — Les réglages de la longueur d'onde de l'accouplement et de l'antenne sur le circuit oscillant seront indiqués au chapitre des mesures.

Pour les autres mesures, on peut opérer comme il suit. Le rapport de transformation étant choisi (cas d'un transformateur sans fuites), on écarte les électrodes de l'éclateur, en le réglant en limiteur de tension et on réduit au minimum les valeurs des rhéostats (rhéostat de manipulation et rhéostat série s'il y en a). On règle ensuite la résonance primaire en variant la self variable et en suivant les indications de l'ampèremètre thermique. Il faut avoir soin de diminuer la valeur de la force électromotrice de l'alternateur en agissant sur le rhéostat d'excitation.

On donne ensuite la distance explosive normale de l'éclateur, puis on augmente la valeur de la force électromotrice de l'alternateur.

Pour régler la manipulation, on augmente (le poste fonctionnant) la résistance du court-circuit du manipulateur jusqu'à ce que l'étincelle n'éclate plus. L'étincelle jaillit alors chaque fois que le manipulateur court-circuite la résistance.

2°) Éclateur tournant. — Les réglages sont identiques aux précédents sauf en ce qui concerne le réglage de l'éclateur. En général la distance entre les dents et l'électrode fixe est très petite.

On recherche la position favorable qui dépend des constantes du circuit, après avoir réglé la résonance primaire. On amène alors l'électrode dans une position telle que l'étincelle jaillisse sur la dent qui s'approche et on varie très légèrement la position, tout en agissant sur les éléments du circuit, jusqu'à ce que l'étincelle soit pure.

On comprend en effet que si l'étincelle éclatait sur la dent, la tension explosive serait minimum et augmenterait avec l'éloignement de la dent.

Pour les postes de petite puissance, tels que les postes d'avions, la résonance primaire est réglée par construction pour une certaine vitesse de l'alternateur, le réglage porte donc uniquement sur le réglage de l'éclateur.

Émission avec génératrices à haute tension. — On a dit que les postes alimentés par une source à force électromotrice constante employaient généralement un éclateur tournant.

Les réglages du poste proprement dit porteront sur la vitesse de

rotation de l'éclateur tournant pour correspondre à la fréquence désirée.

On agira aussi sur la fréquence propre du circuit de charge de telle façon qu'elle soit égale à la demi-fréquence d'étincelles, et sur la tension de la génératrice pour régler la force électromotrice.

Puissance d'un poste de transmission. — La puissance d'un poste d'émission à ondes amorties est égale à la puissance d'alimentation, et non à la puissance mise en jeu dans l'antenne.

CHAPITRE IV

PRINC PES DE TRANSMISSION. — ONDES ENTRETENUES

Syntonie. — Deux postes en relation peuvent être gênés dans leurs communications par un troisième poste émettant des ondes d'une façon continue.

Si l'on considère d'autre part deux postes 1 et 1' très rapprochés de deux autres postes 2 et 2', ils pourront se gêner réciproquement, même en adoptant des longueurs d'onde très différentes, et si un poste 3 se trouve dans des conditions de portée voulue, il pourra recevoir les télégrammes provenant de 1 ou de 2,

Avec les moyens que nous avons étudiés, il semble assez difficile d'éviter ces inconvénients, et de réaliser une syntonie à peu près parfaite. Cela est dû en grande partie à la résonance qui doit être nette et aiguë. Les meilleures conditions à réaliser sont données par les remarques suivantes :

1^o étudier la position des postes par rapport à celle des postes existants.

2^o différencier les longueurs d'onde.

3^o diminuer l'amortissement des transmetteurs par l'emploi d'émissions indirectes et de couplages lâches (mais on diminue l'énergie).

4^o utiliser des postes récepteurs à excitation indirecte et couplage lâche.

5^o utiliser des détecteurs à effet total.

6^o provoquer des effets sélectifs par l'emploi de notes musicales différentes.

7^o pallier aux effets perturbateurs des décharges parasites,

Différents moyens dérivés ont été utilisés, en particulier la vitesse de manipulation, permettant de régulariser les heures de travail, de réduire le temps des émissions, et limitant l'action des parasites ; enfin la syntonie par procédés mécaniques.

Un dispositif dû à M. Blondel consistait à utiliser un poste de réception accordé, agissant sur un galvanomètre ou un récepteur téléphonique, qui ne vibrait que pour une période déterminée, période qui était celle du transmetteur.

Un autre système dû à M. Ferrié comportait une corde en acier *f* (fig. 85, *a*) tendue entre un point fixe et la plaque vibrante du récepteur *p*. Une petite équerre *e* portait un électro-aimant qui glissait le long de la corde permettant d'en régler la partie vibrante. L'électro-aimant était excité par les courants de fréquence donnée.

Le système (*b*) utilise un récepteur ordinaire, dont la membrane est remplacée par une plaquette mince *l* reliée à des cordelettes en acier *g* et *g'*. C'est le principe précédent avec une disposition différente.

Dans le détecteur Kramer et Kapp, on emploie un aimant permanent (*c*) sur lequel sont montées deux bobines *S* et *S'*, qui agissent sur le champ et font vibrer une lame *t* ayant une période propre de vibration.

Ces dispositifs présentent des inconvénients sérieux.

Comme le système récepteur n'atteint pas son amplitude maximum immédiatement, mais seulement au bout d'un temps

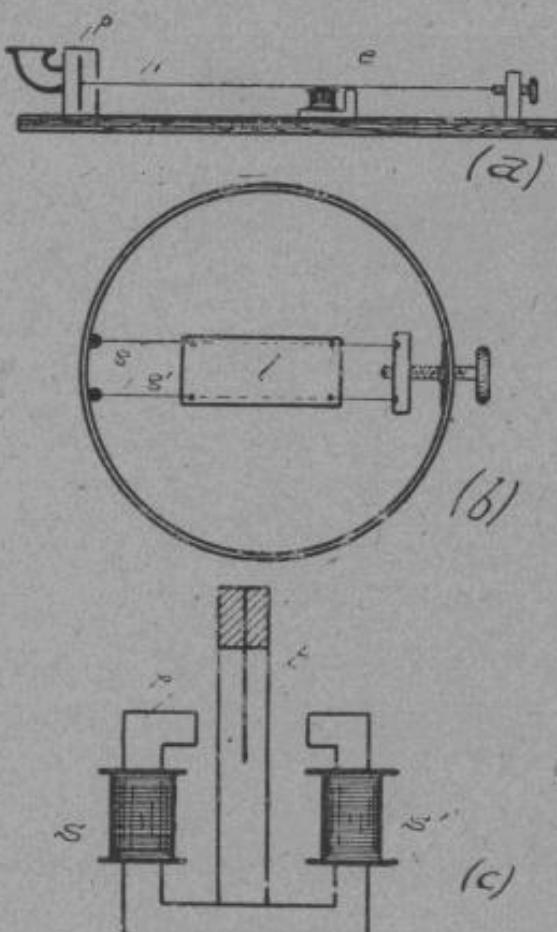


Fig. 85.

t, la membrane réceptrice ne vibre pas de suite. Pour obtenir un effet sensible il faut en outre que la membrane n'ait pas une inertie trop grande. D'autre part comme la membrane par suite de son inertie ne s'arrête pas instantanément, il en résulte que la vitesse de manipulation est réduite.

En réalité la seule solution intéressante serait l'emploi d'oscillations entretenues et la direction des ondes.

On arrive déjà à une meilleure syntonie avec les ondes entretenues. Elles permettent des accords plus précis, des résonances

aiguës et par conséquent l'élimination plus facile des ondes de longueurs d'onde très rapprochées.

On sait qu'il est possible d'entretenir des oscillations dans un circuit oscillant, à

condition de fournir un certain apport d'énergie aux oscillations amorties qui ont pris naissance dans ce circuit (*fig. 86*).

Un détecteur à effet total, tel que le détecteur thermique, éprouvera une impression plus considérable puisqu'il additionnera les trains d'ondes successifs. M. Tissot a démontré qu'un bolomètre soumis à des oscillations amorties de fréquence de trains égale à 58 par seconde (amortissement $d=0,1$ et période d'oscillation $T=10^{-6}$) recevrait un effet 4 000 fois plus grand s'il était soumis à des oscillations entretenues de même amplitude et par conséquent pourrait être impressionné à une distance 63 fois plus grande qu'avec des ondes amorties.

Production d'oscillations au moyen de l'arc. — Le phénomène de l'arc chantant semble avoir été découvert en 1860, mais ce n'est que vers 1892 et plus tard en 1902 que des essais démontrent que l'arc pouvait être utilisé pour produire des oscillations entretenues.

Si l'on monte en shunt, aux bornes d'un arc *aa'* (*fig. 87*) alimenté par une source à courant continu *P*, un circuit composé d'une self *S* et d'une capacité *C*, et si l'on règle dans certaines

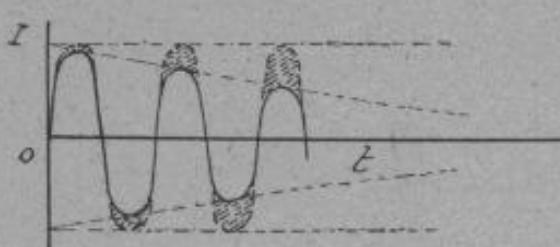


Fig. 86.

conditions les constantes de la source, il se produit un son ayant un caractère musical. Le circuit dérivé contenant la self S et le condensateur C est le siège d'un courant alternatif dont la période est donnée par la relation : $T = 2\pi\sqrt{LC}$.

Duddel a montré que ce phénomène se produisait, si le rapport de la variation de la différence de potentiel aux bornes de l'arc dV , à la variation du courant correspondant dI était négatif.

$$\frac{dV}{dI} < 0 \text{ et } > \text{ que la résistance } r \text{ de la self.}$$

Quand le circuit dérivé est isolé, la tension aux bornes de l'arc est égale à V . Si on introduit le circuit dérivé, le condensateur C se charge, et le courant est emprunté à la source ; la différence de potentiel augmente et devient $V' > V$ par suite de la diminution du courant dans l'arc. Quand la charge est terminée, le courant reprend sa valeur primitive dans l'arc, c'est-à-dire augmente. A ce moment la différence de potentiel aux bornes de l'arc diminue $V' = V$ et $V' < V$. (Cette diminution est due à l'émission d'électrons par la cathode incandescente. L'arc ne suit donc pas la loi d'Ohm.) La décharge du condensateur commence et est favorisée par ce fait même, le courant croît dans l'arc par suite de la décharge. Le courant persistera puisque le circuit oscillant contient une self, et rechargea le condensateur en sens inverse.

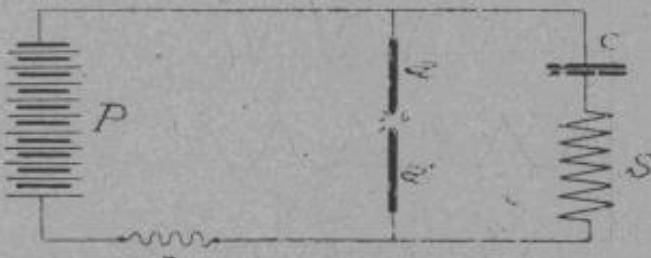


Fig. 87.

Les mêmes phénomènes se reproduiront constamment, mais la différence de potentiel du circuit dérivé est inférieure à celle de l'arc.

Le circuit dérivé agira comme un ressort qui emmagasine de l'énergie et la restitue en partie. Au point de vue mécanique, le phénomène dépendra de l'énergie fournie et des dimensions générales du ressort. De même le phénomène électrique dépend de

la valeur du courant fourni, de la valeur de la self-induction, et de la capacité et surtout de la nature des électrodes, de leur écartement.

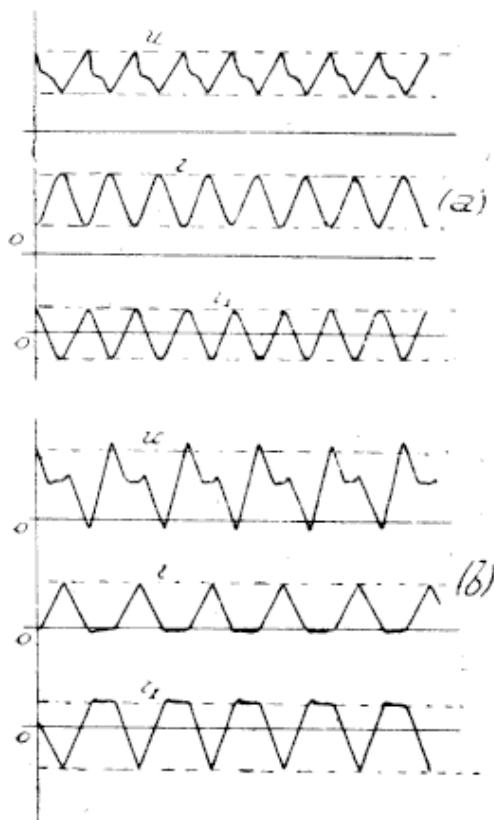


Fig. 88.

current dans le circuit dérivé par i_1 .

Dans ce régime, la période ne suit pas exactement la relation $T = 2\pi\sqrt{LC}$, elle est donnée par la formule :

$$T = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}}$$

La résistance varie à chaque instant et est difficilement définie. On voit d'après les courbes que le courant est sensiblement sinusoïdal et non amorti.

Le deuxième régime est dit discontinu ou grésillant et s'obtient avec de grandes selfs dans le circuit d'alimentation, un courant d'alimentation plus faible que l'amplitude du courant dans le cir-

(1) Étude due à M. Blondel.

cuit dérivé et des arcs courts. On constate (*b*) une annulation du courant à chaque période. L'arc s'éteint pendant un temps correspondant à la charge du condensateur et ne s'allume que lorsque la charge étant complète, le condensateur commence à se décharger.

Le rythme des décharges dépend de la self et de la capacité du circuit dérivé, ainsi que des constantes du circuit d'alimentation.

On remarque que dans certaines conditions de fonctionnement, au moment où l'arc s'éteint, la tension a encore une faible valeur, et il se produit un amorçage de l'arc donnant lieu à une décharge amortie de faible amplitude. L'amorçage de l'arc est favorisé par l'état particulier de l'espace séparant les électrodes (ionisation). Ce cas se rapproche beaucoup des étincelles étoffées (excitation par impulsion).

Le premier régime dépend de la caractéristique statique de l'arc (courant en fonction de la tension entre électrodes). Le meilleur fonctionnement consiste à opérer dans la partie inclinée sur l'axe des abscisses. La fréquence des oscillations dépend de la valeur de la self et de la capacité. L'énergie mise en jeu dépend de la valeur de la capacité et la fréquence diminue avec l'augmentation de l'énergie. Les grandes énergies correspondront donc aux grandes capacités et aux faibles fréquences (500 à 10000 vibrations par seconde).

Dans le deuxième régime, l'énergie dépend de la tension entre les électrodes, de la période de l'oscillation propre du circuit dérivé, de la période de charge du condensateur, et de l'écartement des électrodes. La fréquence des oscillations électriques est très variable.

Dans les cas utilisés en pratique, où on est obligé d'obtenir de grandes énergies, il faut augmenter la tension d'allumage et éviter l'ionisation due au faible intervalle entre électrodes.

Les moyens utilisés sont : la réfrigération de l'anode par un courant d'air ou d'eau, ou le refroidissement par rotation des électrodes. On obtient aussi de bons résultats en faisant fonctionner l'arc dans des gaz (hydrogène), ou des liquides (acétone, alcool méthylique).

Réalisation de l'émission. — Les premiers résultats obtenus sont dus à Poulsen.

Après avoir utilisé des charbons horizontaux disposés dans une flamme d'alcool, pour obtenir un rendement meilleur, il se servit de charbons placés dans un atmosphère d'hydrogène ou de gaz d'éclairage, puis il remplaça les charbons par une anode constituée par un tube de cuivre S fermé à sa partie inférieure (fig. 89), et où circulait un courant d'eau, et par une cathode en charbon S'. Le montage est représenté par la figure.

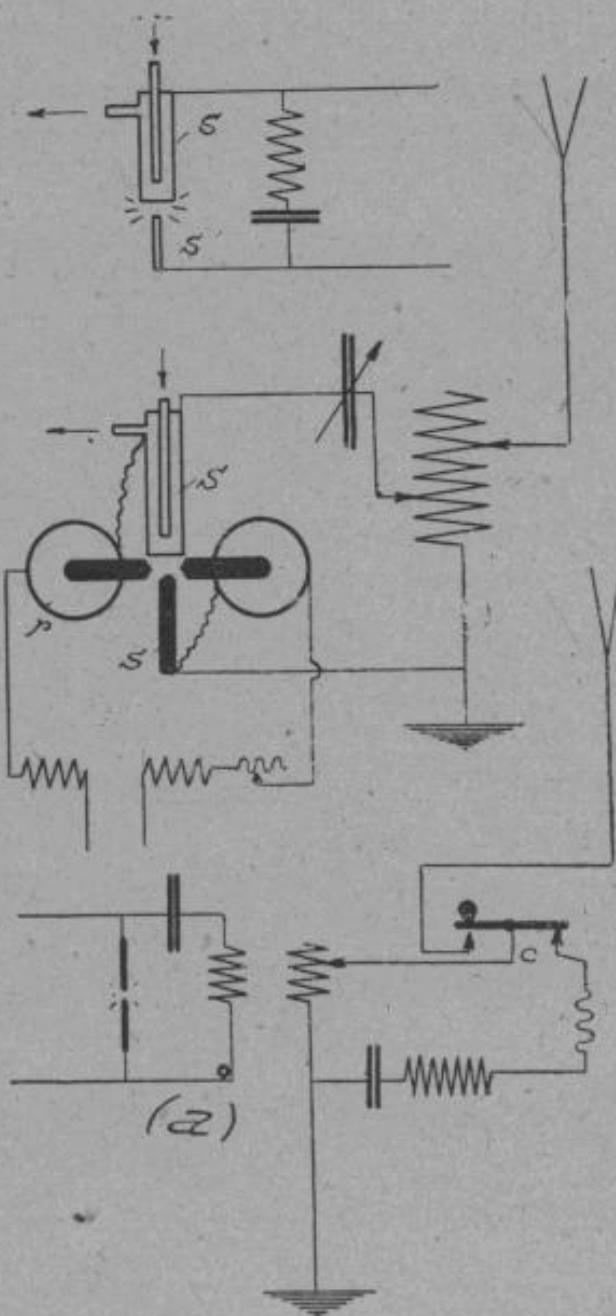


Fig. 89.

Avec les électrodes dissymétriques, on obtient le premier régime de marche, mais pour que ce régime soit stable il faut que la capacité soit petite, et l'énergie mise en jeu est faible. Dans ces conditions on obtient une oscillation unique de période sensiblement égale à celle du circuit dérivé.

Le deuxième régime convient aux fortes puissances, et nécessite une augmentation de tension. L'amplification du courant oscillatoire étant plus grande que le courant d'alimentation, on est obligé d'employer un des moyens précédents pour obtenir une fréquence donnée.

Poulsen a ajouté au dispositif précédent un soufflage magnétique

tique qui chasse les gaz ionisés. Le soufflage r (*fig. 89*) doit être très puissant pour diminuer les moments de repos et permettre l'augmentation rapide de la tension de charge.

L'excitation du circuit antenne-terre est réalisée par induction ou par dérivation, avec couplage serré pour obtenir une bonne utilisation de l'énergie.

Les électrodes sont formées comme précédemment par un tube de cuivre creux à circulation d'eau S et un charbon S' . L'arc a lieu dans une atmosphère d'hydrogène. La distance d'écartement est réglée à la main et le charbon est entraîné, pour répartir l'usure, dans un mouvement de rotation continu à l'aide d'un petit moteur auxiliaire. Les électro-aimants de soufflage sont intercalés dans le circuit d'alimentation et les enroulements sont à grande self-induction pour accroître la chute de tension dans l'arc.

La tension de la source à courant continu est d'environ 500 volts, et on peut obtenir une puissance de 900 à 1 200 watts.

L'amorçage est produit par rapprochement momentané des électrodes.

Dans les premiers appareils de Poulsen, la manipulation était produite par modification du régime de l'arc (court-circuit de la capacité, déviation du jet de gaz hydrogène). Ces méthodes avaient une grave répercussion sur les oscillations produites.

On manipule actuellement en court-circuitant une partie de la self d'antenne, c'est-à-dire en désaccordant le système couplé; on peut aussi (*a*) remplacer le circuit antenne-terre par un circuit oscillant fermé de même longueur d'onde.

M. Ruhmer utilise (*fig. 90*) deux électrodes en fil métallique a et b se déroulant sur des poulies à angle droit. La tension d'alimentation atteint 2 000 à 2 500 volts.

M. Galetti emploie deux circuits dérivés montés sur deux arcs entretenant alternativement des oscillations dans le circuit antenne-terre.

M. Vreeland a utilisé une lampe à deux anodes e et e' , remplie de vapeur de mercure. Les électro-aimants g et g' repoussent alternativement l'arc qui se produit entre les électrodes e et e' et l'électrode fixe f .

Enfin beaucoup de constructeurs montent plusieurs arcs en série avec rapprochement automatique des charbons.

Remarque. — Les machines génératrices à courant continu doivent être calculées spécialement pour résister aux surtensions. Le circuit d'alimentation doit être protégé par deux bobines de self-induction. Enfin on monte généralement une batterie d'accumulateurs en tampon. Le courant continu a été remplacé dans un grand nombre de cas par du courant alternatif, en particulier pour les grandes puissances.

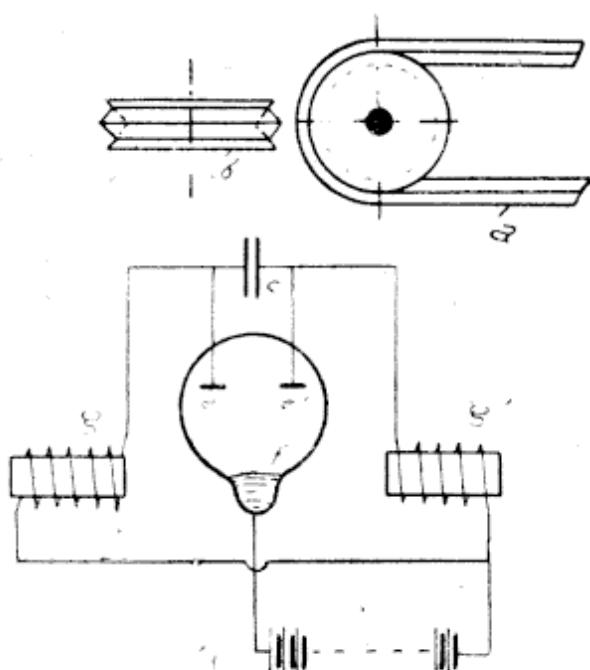


Fig. 90.

Le système de transmission par arc est très avantageux, mais n'a pas donné tous les résultats attendus. En particulier les réglages sont délicats et les oscillations ne sont pas pures et présentent beaucoup d'harmoniques;

d'autre part ils conviennent surtout aux longueurs d'onde plus grandes que 1 500 mètres.

On construit actuellement des arcs de 200 et 450 kw.

Dispositif Marconi pour oscillations non amorties. — Le système Marconi utilisé dans un grand nombre de stations produit des oscillations amorties très rapprochées. C'est en somme un arc jaillissant entre des électrodes métalliques.

Il se compose (fig. 91, a) d'un éclateur tournant *g* avec une vitesse périphérique de 100 mètres par seconde. Deux disques *f* et *f'* à droite et à gauche de l'éclateur *g* sont entraînés aussi dans un mouvement de rotation continu et sont placés de telle façon que la distance d'éclatement soit très petite.

Le système est monté avec un condensateur *e* ou deux condensateurs.

sateurs e et e' (a et b) reliés, par l'intermédiaire de selfs s et s' , aux disques f et f' .

Une source à courant continu r permet la charge des condensateurs et un circuit spécial dérivé E agit sur le circuit radiateur antenne-terre. Le fonctionnement serait le suivant (schéma c). Si l'on suppose que les condensateurs e et e' se chargent graduellement, il arrivera un moment où une étincelle jaillira entre t et g par exemple, et le condensateur E se chargera de telle façon qu'il se produise une demi-oscillation dans le circuit S'E. La demi-oscillation suivante qui est inversée passera par $t'g$ et le phénomène se continuera produisant dans le circuit S'E des oscillations d'amplitude sensiblement constante. La self S' est couplée avec le circuit antenne-terre.

Il est nécessaire que les électrodes présentent à tout instant des surfaces neuves, car l'ionisation subsistant donnerait lieu à des étincelles irrégulières, dues aux très faibles charges. La régularité des oscillations dépend en réalité de la régularité des charges.

Le disque central (b) peut être uni ou à dents. Dans ce dernier cas, les ondes ne sont pas entretenues, mais le système produit

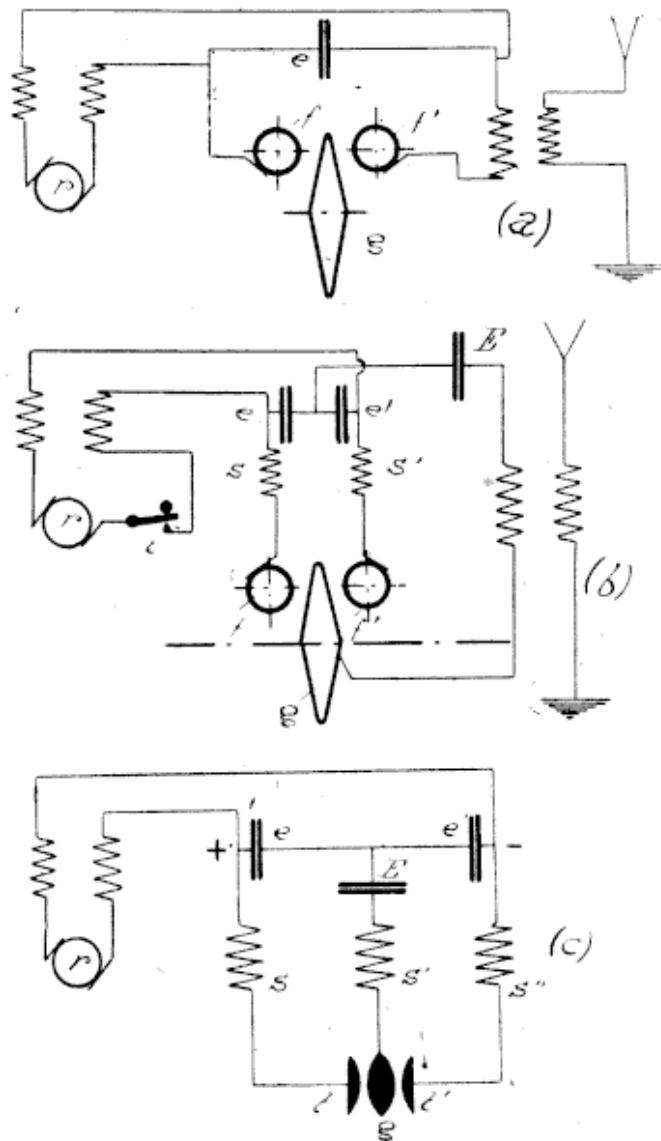


Fig. 91.

des trains d'ondes très peu amorties permettant des émissions musicales (disc-discharger)

Si la vitesse du disque à dents est grande, l'étincelle est soufflée et le système agit comme un dispositif à excitation par impulsions.

L'alimentation provient d'une source à courant continu sous une tension de 80 000 volts (dynamos en série, et batterie tampon).

La manipulation est opérée sur le circuit d'alimentation par l'intermédiaire d'un relais.

Excitation par impulsions. — Deux circuits couplés par induction en couplage non très lâche, donnent naissance à deux oscillations de couplage de période différente. Ce système d'émission nuit à la syntonie.

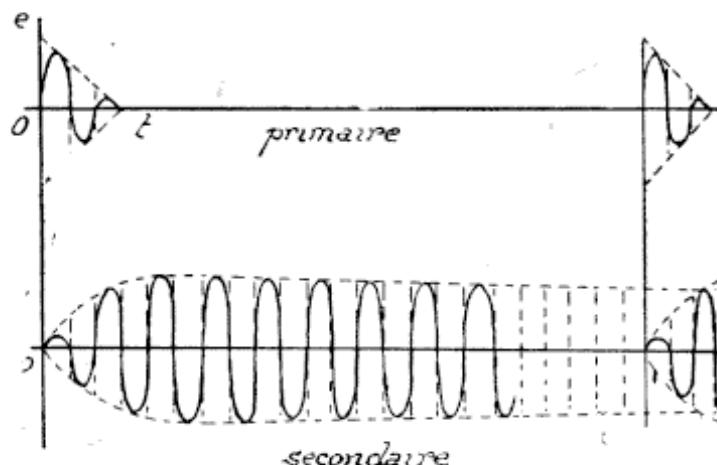


Fig. 92.

Mais si le circuit primaire pour ce même couplage est très amorti, il ne subsistera dans la secondaire qu'une oscillation propre, qui par réaction sur le primaire aura pour effet d'en augmenter l'amortissement, et de réduire la période d'établissement.

Ce fonctionnement est en tous points analogue au choc du marteau sur une cloche, la vibration s'affaiblit légèrement après le choc et si un nouveau choc est communiqué, on peut considérer que la vibration ne s'interrompt pas.

On peut donc dire que le courant ne cesse pas ; si l'amortissement du secondaire est très faible, il ne s'affaiblit que légèrement à la fin de l'oscillation, pour reprendre la valeur initiale quand une

nouvelle impulsion est communiquée au secondaire (*fig. 92*).

Ce phénomène se produit, si l'amortissement du primaire est au moins 10 fois plus grand que celui du secondaire.

D'après ce qui précède, on remarque que ce dispositif n'est pas en réalité un système d'émission à ondes entretenues et qu'il ne devrait pas être classé en principe dans ce chapitre ; d'ailleurs il n'est pas nécessaire d'utiliser d'organes récepteurs analogues à ceux qui sont indispensables à la réception des oscillations entretenues pures.

Wien a montré que l'amortissement du primaire dépendait de l'étincelle. Elle doit être courte et résistante.

Pour obtenir un affaiblissement minimum de l'amplitude dans le secondaire, il est nécessaire qu'il présente un amortissement minimum, ce qui n'existe pas dans l'excitation indirecte (*fig. 93, a*).

On est obligé alors d'employer des dispositifs spéciaux. On emploie un circuit intermédiaire 2 sans étincelles (*b*) ayant un amortissement très faible et couplé en couplage serré avec le circuit d'excitation 1. Le circuit 2 vibre à sa période propre et est couplé en couplage lâche avec le circuit radiateur. Ce procédé permet de transmettre une quantité assez grande d'énergie, mais est peu employé en pratique.

En général on utilise uniquement deux circuits (*a*) et on peut ajouter une self à la base de l'antenne. Cette disposition réduit le rayonnement et diminue le rendement.

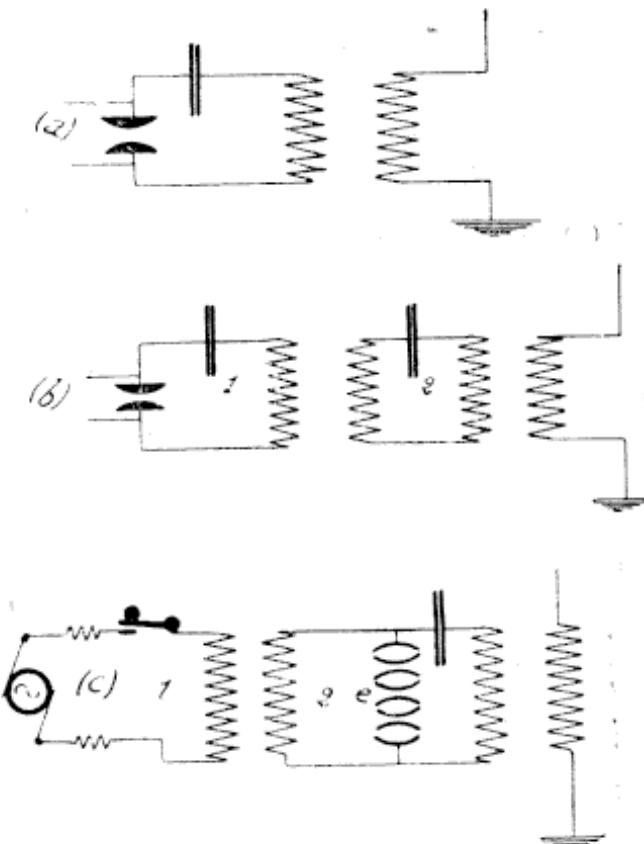


Fig. 93.

Éclateurs. — Le rôle de l'étincelle est important ; elle doit être très résistante et très courte, pour éviter l'amorçage d'arcs. La distance d'éclatement entre les électrodes doit être très petite (une fraction de millimètre).

La nature du métal des électrodes n'est pas indifférente. On emploie de l'argent, du cuivre ou du platine. Les électrodes sont à circulation d'eau et à soufflage (étincelles étouffées).

L'éclateur de Fessenden se composait de tubes à air comprimé contenant deux électrodes en argent à circulation d'eau.

L'éclateur Peuckert est constitué par deux disques parallèles très rapprochés et noyés dans l'huile. Ces disques tournent en sens inverse l'un de l'autre.

L'éclateur Brown (*fig. 94 a*) se compose d'un disque tournant en aluminium, sur la périphérie duquel appuie l'autre électrode *e* en cuivre.

Enfin comme l'énergie mise en jeu dans une étincelle courte est limitée, on constitue des séries d'éclateurs (*fig. 93 c*). Ce procédé donne de bons résultats pour les petites et moyennes puissances. L'éclateur de la C. G. R. (*fig. 94 b*) est constitué par une série de 10 cylindres en cuivre *e* parallèles, montés sur un parallélogramme articulé *f* en matière isolante et facilement déformable, pour régler la distance d'éclatement (distance maximum 0^{mm},4).

L'éclateur Magunna (*g*) se compose de cylindres montés en série comme l'indique la figure.

L'éclateur Lepel se compose de disques *S* creusés dans la partie centrale *o* (*h*) pour empêcher l'étincelle de jaillir juste au centre. L'action du champ magnétique produit par l'étincelle la chasse vers l'extérieur. Le nombre de disques varie avec la puissance du poste (généralement 10 pour puissances moyennes). Ils sont assemblés par l'intermédiaire d'isolants *m* et sont munis d'ailettes extérieures *n*, servant au refroidissement.

L'éclateur de la Telefunken est identique.

L'éclateur Bethénod et Girardeau (*p*) est aussi du même genre ; les disques sont montés sur des bagues isolantes *i*. Pour les postes à moyenne puissance une moitié des disques peut tourner.

Comme on serait obligé d'augmenter le nombre de disques

pour les postes à grande puissance, certains constructeurs ont eu l'idée de monter en série des éclateurs tournants bien réglés (*r*) avec les éclateurs fractionnés.

La charge peut être obtenue à l'aide d'une source à courant continu ou alternatif. Cette dernière disposition permet d'obtenir des tensions plus fortes et des décharges régulières (tension 1 000 à 3 000 volts).

On utilise alors un alternateur et un transformateur.

En réglant convenablement la tension, la distance d'éclatement, et les constantes du circuit d'alimentation (*fig. 93 c*), on obtiendra une succession de décharges rapides donnant lieu à une sorte d'arc à l'éclateur (arc discontinu).

Le réglage d'un système à impulsion s'opère par tâtonnements. On modifie la force électromotrice de l'alternateur en manœuvrant le rhéostat d'excitation, et on règle en même temps la distance d'éclatement jusqu'à ce que les étincelles éclatent franchement avec un caractère musical. Il faut avoir soin d'éviter la formation d'arcs. On règle ensuite le nombre de spires du primaire jusqu'à ce que l'on obtienne une indication maximum à l'ampèremètre inter-

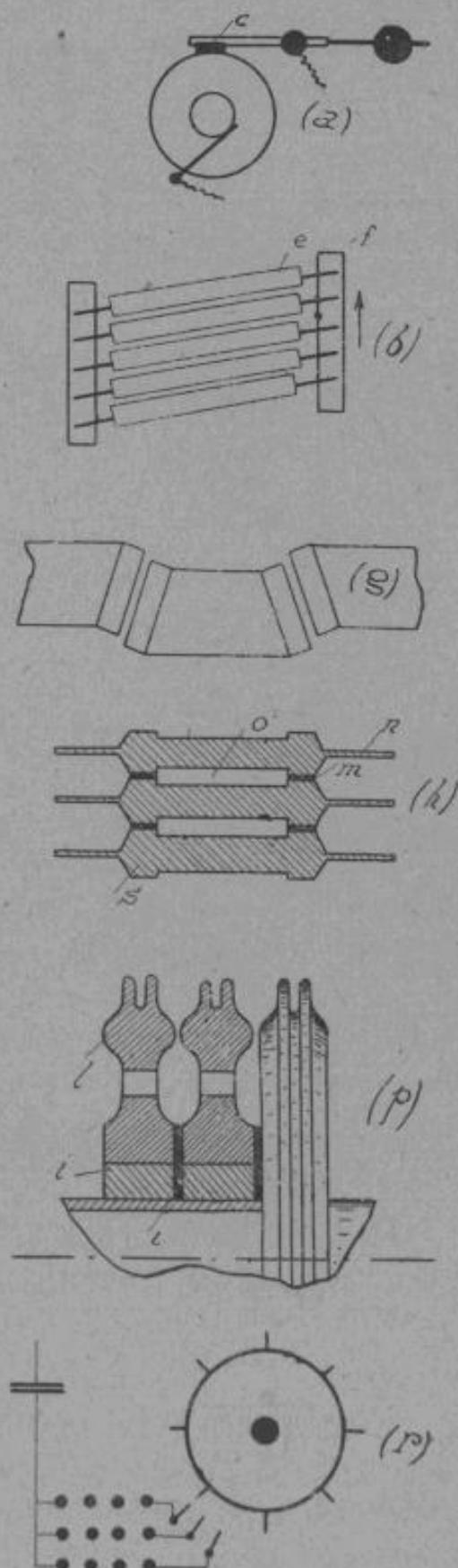


Fig. 94.

calé dans le circuit antenne-terre. On parfait ce réglage en serrant encore le couplage, si l'indication du thermique augmente encore. Il restera à modifier légèrement le réglage de l'éclateur.

Alternateurs de haute fréquence. — La possibilité de produire directement des oscillations entretenues est connue depuis longtemps, mais la réalisation pratique d'alternateurs à haute fréquence était difficile, et il était impossible d'obtenir de grandes puissances.

La construction directe d'un alternateur à haute fréquence présente de nombreuses difficultés : puissances faibles, utilisation mauvaise des matériaux par suite du nombre de pôles, dimensions d'encombrement trop grandes, vitesses anormales, influence de l'épaisseur des tôles sur le rendement par suite des pertes, etc...

Machines à pôles alternés et homopolaires à disques. — Les machines du premier type n'ont pas donné satisfaction, surtout en ce qui concerne la puissance. En effet en calculant le pas polaire d'un alternateur dont la vitesse tangentielle du rotor est la plus grande possible, on obtient 1^{mm},5 pour une fréquence de 50 000 périodes par seconde.

Un tel pas polaire est difficilement réalisable en pratique, à cause du poinçonnage des tôles nécessairement très minces pour éviter les pertes par hystérésis et courants de Foucault, de l'isolation des conducteurs, et de la réalisation d'un entrefer très petit (fuites dépendant du rapport de l'entrefer au pas polaire). En 1893, Tesla put obtenir une génératrice donnant un courant de quelques ampères à une fréquence de 15 000 périodes par seconde (vitesse angulaire de 2 500 tours par minute).

Cette machine (*fig. 95 b*) comprenait un stator formé de pièces polaires *p*, dont les bobines de champ étaient constituées par un conducteur *s* enroulé en zigzag dans les rainures et parcourant plusieurs fois l'anneau ; on obtenait ainsi des pôles alternés. Le rotor était formé par un volant creusé d'une façon analogue à une poulie à gorge, et où venait se fixer une masse de fils de fer

recuits formant noyau. Des goujons maintenaient les bobines *o* connectées en série. Les extrémités des bobines passaient dans l'arbre creux et aboutissaient à deux bagues collectrices.

Cette machine devait comporter de 300 à 400 pôles, pour donner une fréquence de 15 à 20 000 périodes par seconde.

En 1892, M. Ewing obtint un alternateur donnant 5 ampères-sous 110^v (14 000 périodes par seconde). L'alternateur était à inducteur tournant.

En 1904, M. Lamme construisait un alternateur de 2 k. v. a. à fer tournant.

M. Fessenden obtint aussi un alternateur du type Mordey de 300 k. v. a. à 50 000 périodes par seconde.

Comme machine homopolaire à disque, on peut citer l'alternateur Thury du type homopolaire à cloche de 3 à 4 kilowatts et à 3 000 tours par minute pour une fréquence de 10 000 périodes par seconde.

L'alternateur homopolaire à disque de M. Alexanderson (fig. 95 c) permet des vitesses périphériques de 200 à 300 mètres par seconde. Il est constitué par un stator en forme d'U, *s*, muni d'une grosse bobine d'excitation *e*.

Sur les noyaux de fer feuilleté disposés aux extrémités du stator sont montées les bobines *r*. Un disque denté *n* fait varier la résistance magnétique entre deux valeurs minimum et maximum, ce qui entraîne une variation périodique du flux. La force électromotrice produite dans les bobines *r* a une fréquence égale au nombre de tours du disque multiplié par le nombre de dents.

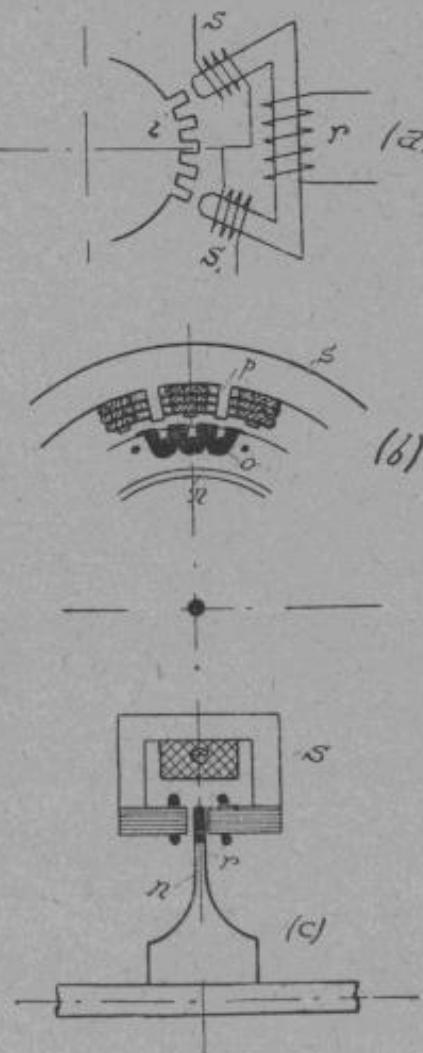


Fig. 95.

Avec une vitesse de 20 000 tours par minute on obtenait, avec les premiers types construits, une fréquence de 100 000 périodes par seconde, et l'alternateur donnait une puissance de 2 kilowatts.

Pour réduire les pertes par ventilation, M. Alexanderson dispose des masses en bronze phosphoreux dans les intervalles libres du disque, ou bien des amortisseurs.

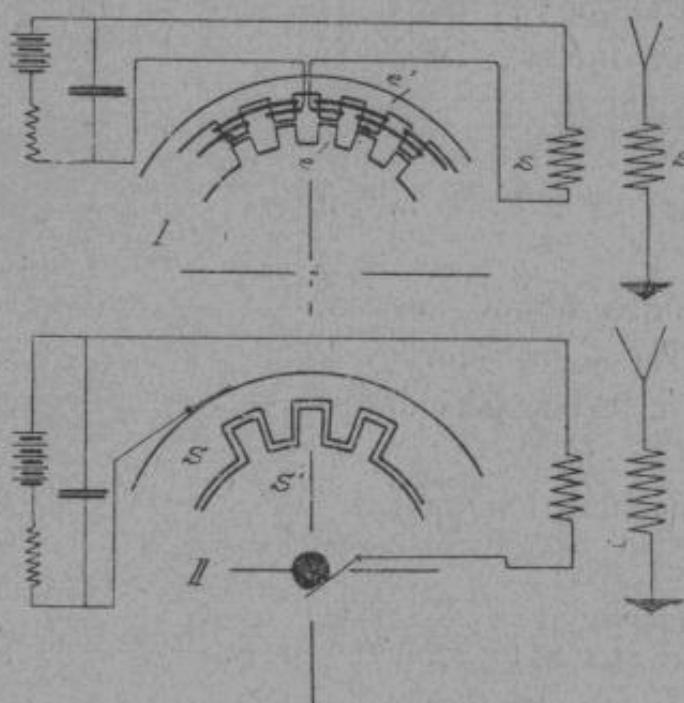


Fig. 96.

Dans les machines homopolaires à disque, la finesse des tôles n'est pas indispensable et crée moins de pertes par hystérésis que dans les machines à pôles alternés.

Machines à réluctance variable. — Les machines à réluctance variable semblent donner une solution plus intéressante de la question. Si l'on considère (*fig. 95 a*) la machine de Dolezalek composée d'un électro-aimant fixe en tôle feuilletée alimenté par une bobine excitatrice r à courant continu, on obtient des variations rapides du flux en faisant tourner entre les pôles de l'électro-aimant une roue dentée i en tôle feuilletée. Les bobines s et s' , donnent naissance à une force électrotrice alternative qui peut être utilisée pour les mesures.

M. Béthenod en 1907 réalisa une machine à réluctance variable (*fig. 96 I*) composée d'un disque denté en fer feuilleté tournant

entre les pôles du stator e' qui possédait le même nombre de dents et sur lesquelles était monté un enroulement unique alimenté par une source à courant continu. Le rotor en tournant produisait dans l'enroulement un courant alternatif se superposant au courant continu. En passant dans la self S il pouvait alimenter par induction sur s' , un système antenne-terre. Un dispositif self

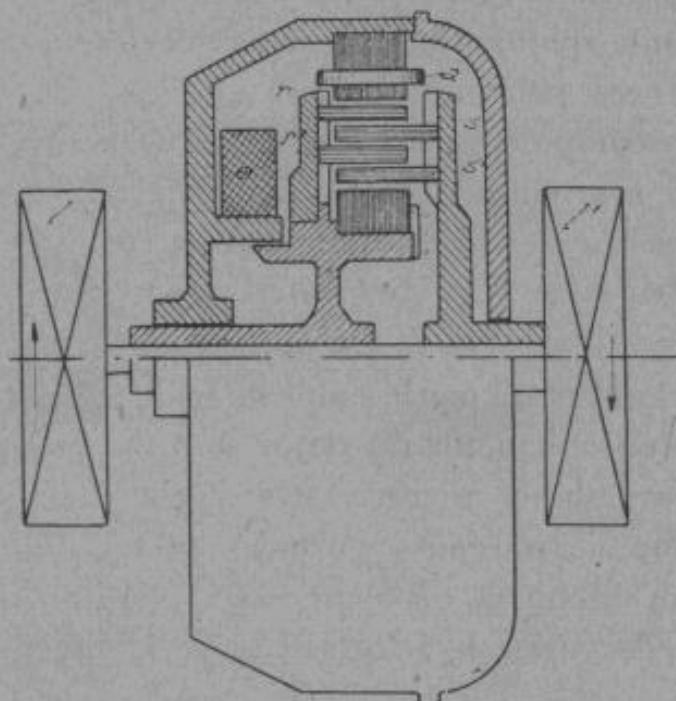


Fig. 97.

et capacité empêchait le passage du courant alternatif dans la source à courant continu. On obtenait ainsi une fréquence double de celle obtenue avec les machines à pôles alternés à vitesse et nombre de dents égaux.

Le rendement d'une telle machine est faible à cause des pertes dues au rotor.

M. Béthenod eut, au même moment, l'idée d'utiliser la variation rapide de capacité. La machine (II) comprenait deux disques S et S' entaillés, constituant un condensateur tournant; on obtient ainsi, si la source à courant continu est à une tension élevée, une force électromotrice alternative dans le primaire, qui pourra alimenter le système antenne-terre.

Dans ce dernier système, on supprime toute perte magnétique,

et on peut employer des disques massifs au lieu de tôles feuilletées ; par contre, il faut soigneusement isoler les disques. D'un autre côté la distance entre disques doit être très faible de façon à obtenir de grandes variations de capacité, et suffisamment grande pour éviter les distances explosives.

L'alternateur de la Neuland Patents Limited (fig. 97) permet avec une vitesse périphérique assez faible, d'obtenir un courant de haute fréquence, et de produire des courants de différentes fréquences pour une vitesse constante de rotation des organes. Il se compose en principe d'une bobine inductrice fixe *e* dont le flux magnétique passe par des barres lamellées *s*, *s'* et *r*, *r'*, montées sur des brides tournant en sens inverse l'une de l'autre. Les barres *r* et *r'* sont entraînées par le moteur *l* et les barres *s* et *s'* par le moteur *l'*. On obtient ainsi un champ magnétique tournant qui passe par le stator lamellé *a* portant les bobines induites. Les enroulements du stator sont disposés par séries de bobines, et les bobines successives sont enroulées en sens contraire. On emploie plusieurs enroulements d'induits indépendants reliés au circuit de distribution par des interrupteurs, permettant ainsi de varier la fréquence sans changer la vitesse de rotation.

Machines en cascades. — Si l'on monte 4 alternateurs à pôles alternés sur le même arbre (fig. 98), alternateurs que l'on supposera à enroulements diphasés et si la machine I est alimentée par une source à courant continu, le stator *a* produira des courants de fréquence *f* dans I. Le courant produit étant dirigé dans le rotor II produira un champ tournant (connexions telles que le champ tourne dans le même sens que *a*). On obtiendra en *a₁* des courants de fréquence *2f* et ainsi de suite dans III et IV. Finalement on aura en *a₄* un courant de fréquence *4f* que l'on pourra utiliser directement.

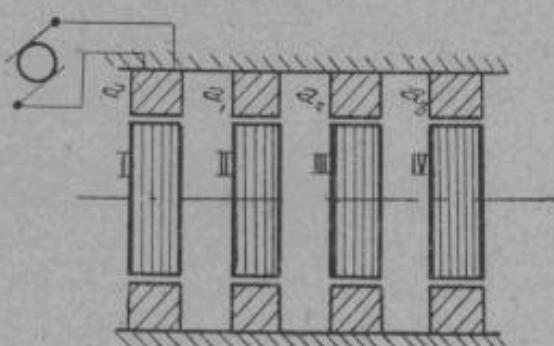


Fig. 98.

Droits réservés au Cnam et à ses partenaires

Avec n machines, on obtiendrait nf , si f désigne la fréquence de chaque machine.

M. Béthenod a obtenu en partant d'une fréquence propre de 6000 périodes par seconde pour chaque machine, une fréquence dans l'antenne égale à 24000 périodes par seconde. En réalité à part le premier alternateur, chaque machine fonctionne partiellement comme générateur et comme transformateur.

Une machine de ce genre est peu compliquée puisqu'il est possible de condenser les enroulements des rotors.

Le bobinage des machines I et II, III et IV (rotors) faisant fonction d'induit pour l'un et d'inducteur pour l'autre, peut être constitué par des sections en court-circuit croisées, c'est-à-dire en fin de compte par un enroulement analogue à une cage d'écurail.

Des alternateurs en cascade produisant du courant monophasé permettent l'alimentation immédiate de l'antenne ; par contre les courants polyphasés présentent entre autres difficultés, celle de nécessiter un montage spécial pour l'alimentation de l'antenne.

M. Béthenod utilise le montage de la figure 99. L'un des enroulements est relié d'une part à l'antenne et d'autre part à la terre par l'intermédiaire de la self S_1 et du condensateur e' , pour régler l'impédance du circuit. L'autre enroulement débite sur un transformateur S_1 dont le secondaire S'' est monté dans l'antenne. Ce circuit contient une bobine de self S et un condensateur e . Les phases seront également chargées si les constantes du transformateur sont convenablement choisies, et si les valeurs de $S e$ et de $S_1 e'$ sont telles qu'elles amènent les courants en concordance de phase.

P. MAURER.

10

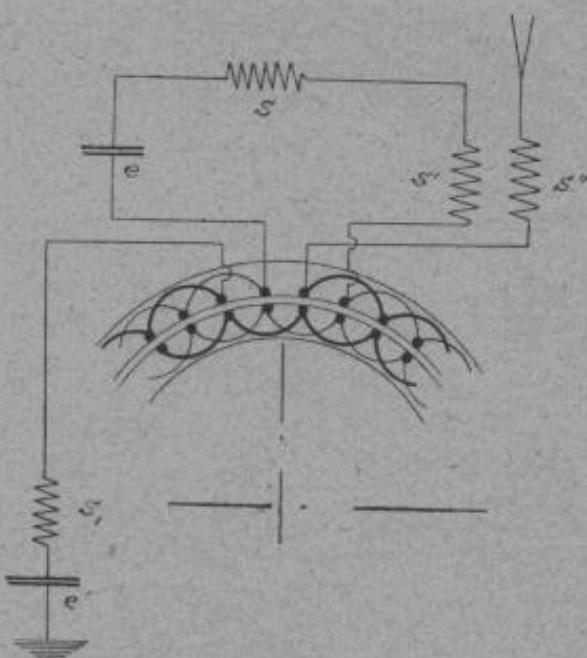


Fig. 99.

On est arrivé à construire des machines d'une puissance de 150 kilowatts. Les tôles employées doivent être très peu épaisses pour éviter les pertes ($\frac{5}{100}$).

Machines à cascades internes. — Ce sont en somme des alternateurs monophasés à haute fréquence, dans lesquels le rotor est fermé sur des circuits extérieurs permettant de faire résonner une harmonique de distribution du champ magnétique.

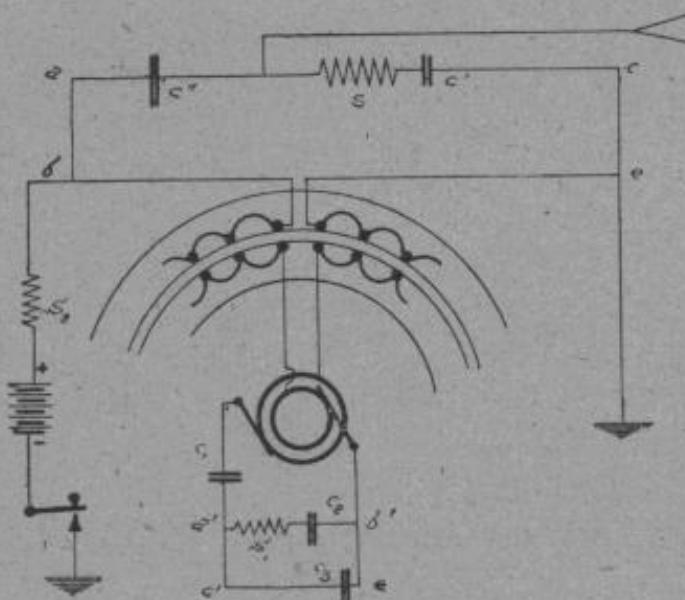


Fig. 100.

Plusieurs inventeurs ont étudié la question de différentes manières, et en 1907 M. Goldschmidt parvint à construire un alternateur ayant les mêmes propriétés que les machines en cascades sans nécessiter un nombre aussi grand d'éléments générateurs. Il se compose en principe d'un stator et d'un rotor munis respectivement d'enroulements monophasés. En appuyant sur le manipulateur, on envoie un courant continu dans l'enroulement du stator qui est protégé contre tout passage de courant alternatif par la self S_1 (fig. 100).

Dans le rotor on obtient un courant de fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi}$. Le rotor étant relié à un circuit $c_1 a' c_2 b'$ ayant une résistance apparente nulle pour la fréquence f , le courant aura son amplitude

maximum. Il engendrera dans le stator par suite de sa rotation et du champ, un courant de fréquence $f + f = \frac{2\omega}{2\pi}$ qui trouvera un chemin *bac"sc,ce* aussi peu réactant que possible, le courant de fréquence double produira dans le rotor deux courants de fréquence respective $\frac{2\omega}{2\pi} + f$ et $\frac{2\omega}{2\pi} - f$; le premier donnant seul des phénomènes oscillatoires, trouve un circuit approprié *c,cc'e*. Enfin ce courant engendre dans le stator deux courants dont l'un $\frac{4\omega}{2\pi}$ sert à alimenter l'antenne qui peut être considérée comme un circuit accordé.

Les circuits sont en réalité des circuits de résonance et sont établis pour résonner aux fréquences correspondantes. La capacité c_1 est telle qu'elle équilibre la réactance du rotor à la fréquence $\frac{\omega}{2\pi}$, de même la capacité c'' est telle qu'elle équilibre la réactance statorique pour la fréquence $\frac{2\omega}{2\pi}$.

L'un des types principaux construit donne 5 kilowatts à la vitesse de 8 000 tours avec une fréquence égale à 50 000 périodes par seconde. On utilise dans ce système trois réflexions successives, à partir de la fréquence 12 500.

On aurait pu augmenter le nombre de réflexions et on aurait obtenu dans le stator $\frac{6\omega}{2\pi}, \frac{8\omega}{2\pi}$, etc..., mais on est vite arrêté par suite de la constitution des circuits de résonance.

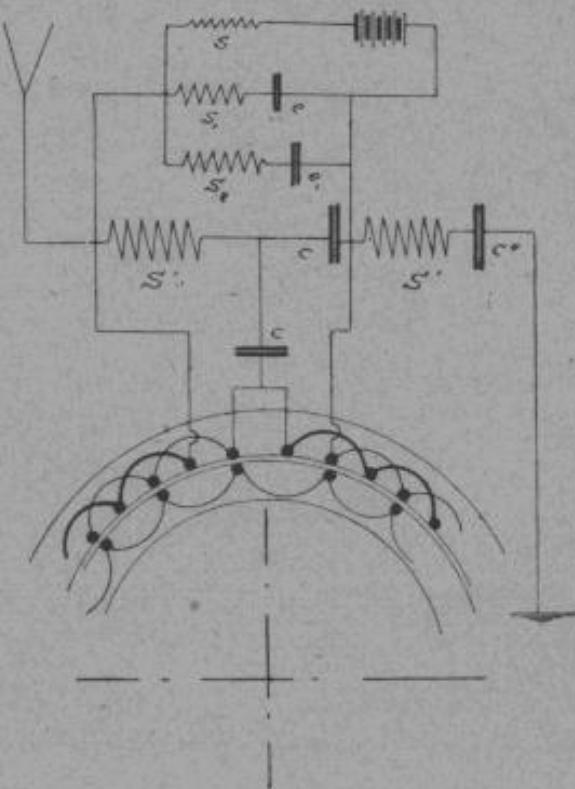


Fig. 101.

M. Latour a proposé un emploi combiné des dispositifs précédents, il emploie une machine d'induction diphasée avec rotor monophasé en court-circuit (*fig. 101*). Le courant continu alimente le stator, créant un champ inducteur de fréquence f dans le rotor. On obtient par l'intermédiaire des circuits accordés S_1e et S_2e_1 des fréquences $2f$ et $4f$, et dans le circuit antenne-terre une fréquence égale à $6f$ équilibrée par les selfs et capacités $S'e$ et $S''c''$.

Machines à utilisation partielle de la périphérie. — On peut, sans augmenter la vitesse périphérique des machines à pôles alternés et homopolaires, n'utiliser qu'une fraction des

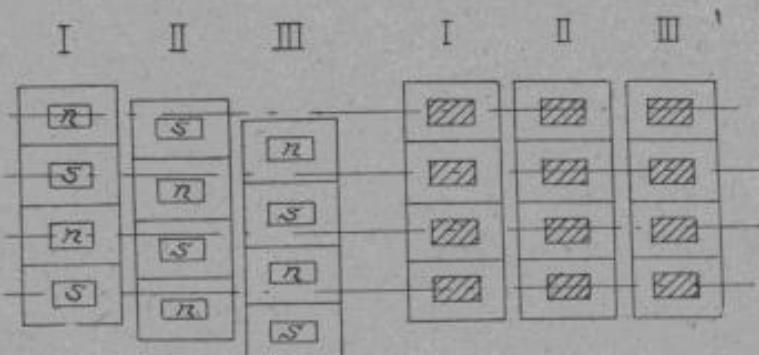


Fig. 102.

pôles en combinant plusieurs machines pour obtenir la totalité des pôles. On considère par exemple (*fig. 102*) trois machines dans lesquelles la succession des pôles est faite de telle façon qu'on ne dispose qu'un pôle sur trois. Ainsi le premier pôle nord n est disposé sur la machine I, le pôle sud suivant sur la machine II, le pôle nord suivant sur la machine III. On a donc omis deux pôles sur trois, laissant ainsi la place pour loger plus facilement le bobinage. M. Béthenod a appliqué ce principe aux machines homopolaires construites par lui.

Les alternateurs Heyland sont construits sur un principe analogue.

Utilisation des alternateurs. — On construit actuellement des alternateurs de puissance variable, allant jusqu'à 500 kilowatts. L'alternateur utilisé dans les grands postes français est du type homopolaire à fer tournant.

L'emploi d'un alternateur a l'avantage de permettre des changements de longueur d'onde par variation de vitesse, à condition que celle-ci soit maintenue constante dans chaque cas. Avec les alternateurs modernes cette vitesse est constante à $\frac{1}{1000}$ près.

Ils permettent en outre de varier la puissance de la station par couplage en parallèle, et d'autre part de marcher en multiplex (en utilisant des alternateurs tournant à des vitesses différentes).

En particulier les alternateurs construits par la S. F. R. sont construits pour 3 longueurs d'onde :

$$24000 - 17000 - 13000.$$

En résumé l'alternateur est destiné aux postes de grande puissance, tandis que l'arc convient aux postes de puissance moyenne.

Manipulation. — La manipulation par coupure de l'alternateur ou de l'excitation, provoque en général des variations de charge et par conséquent des variations de vitesse.

Ces procédés sont délaissés dans les postes de grande puissance, ainsi d'ailleurs que la manipulation par onde de repos ou de compensation ; actuellement la manipulation s'opère par court-circuit de l'induit ce qui a l'avantage d'augmenter le rendement.

Régulation. — Nous venons de voir que la régulation de la vitesse a une grande importance.

Les moyens utilisés actuellement sont les suivants :

1) par une génératrice de même puissance montée sur le même arbre que l'alternateur et mise en charge pendant les silences (mais l'énergie est dépensée en pure perte) ;

2) par mise en circuit d'une résistance dans l'excitation ;

3) par court-circuit de l'induit, et utilisation de régulateurs sensibles (tel que le Thury) intercalés dans l'excitation du moteur d'entraînement. Ce procédé est le plus employé.

Couplage. — Le couplage des alternateurs permet de régler la puissance d'émission dans le cas de transmission à des distances différentes, ou bien dans le cas de récepteurs gênés par des parasites atmosphériques, mais ce couplage est extrêmement difficile à réaliser.

Pour le faciliter la S. F. R. intercale dans chaque circuit d'alternateur (*fig. 103*) un condensateur convenablement calculé. La self S équilibre l'effet de capacité, et permet la manipulation par mise en court-circuit.

Transformateurs de fréquence. — Le fonctionnement des transformateurs statiques de fréquence repose sur la différence

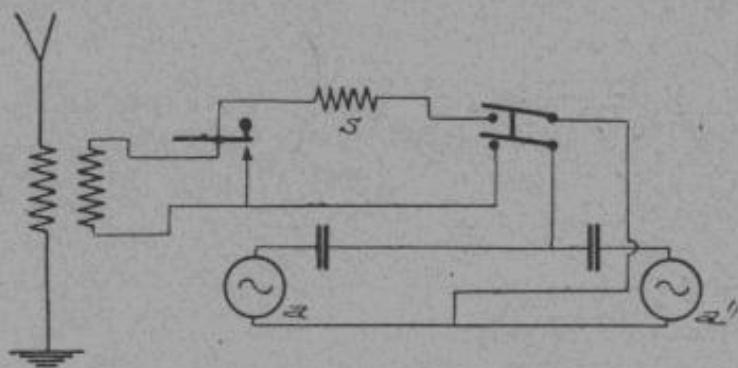


Fig. 103.

de phase existante entre des courants alternatifs traversant des circuits dérivés, à noyau de fer, présentant des hystérésis différentes.

Le rendement d'un tel système est évidemment très mauvais.

Ce procédé imaginé par M. Joly a été utilisé par la Société Telefunken.

Il se compose en principe de deux transformateurs 1 et 2 (*fig. 104*) portant chacun trois enroulements. Les enroulements e et e' sont montés en série sur la source à courant alternatif g .

Les secondaires des transformateurs a et a' sont montés en opposition et connectés à l'antenne et à la terre.

Les enroulements S et S' sont alimentés par une source à courant continu ; ils sont destinés à amener l'induction à une valeur voisine de la saturation, mais de telle façon que le flux dans chacun d'eux ait une direction opposée. Dans le transformateur 1, pour les demi-périodes où le champ est dirigé dans le même sens que le champ produit par le courant continu, il n'y pas d'augmentation appréciable de l'induction, au contraire pour les demi-périodes suivantes (champ alternatif de sens inverse à champ continu), il y aura diminution notable de l'induction.

Le flux peut être représenté par la courbe *a*.

Dans le transformateur *z*, la variation d'induction est inverse, et on peut la représenter par la courbe *b*.

Comme l'induction due au courant continu a un sens inverse dans chaque transformateur, les courbes des variations sont décalées d'une demi-période.

Les deux variations de flux agissent séparément sur deux circuits dont les enroulements sont connectés convenablement et on obtient la courbe de variation résultante *c*, qui se produit avec une fréquence double de la fréquence primitive.

Le calcul montre qu'il apparaît dans le circuit secondaire l'harmonique 2 et toutes les harmoniques d'ordre pair.

M. Béthenod a pu obtenir le troisième harmonic (saturation produite par le courant alternatif même).

En réalité les élévations successives de fréquences produisent des dissipations d'énergie dans le fer telles qu'on ne peut dépasser certaines limites malgré le feuillement extrême des noyaux. Un autre inconvénient sérieux, le même d'ailleurs que celui des alternateurs, se présente quand il se produit des variations de vitesse des moteurs, les circuits n'étant plus en résonance, l'amplitude du courant diminue beaucoup.

Cette disposition d'alimentation des antennes ne satisfait en principe que les grands postes à grande longueur d'ondes, fixée une fois pour toutes.

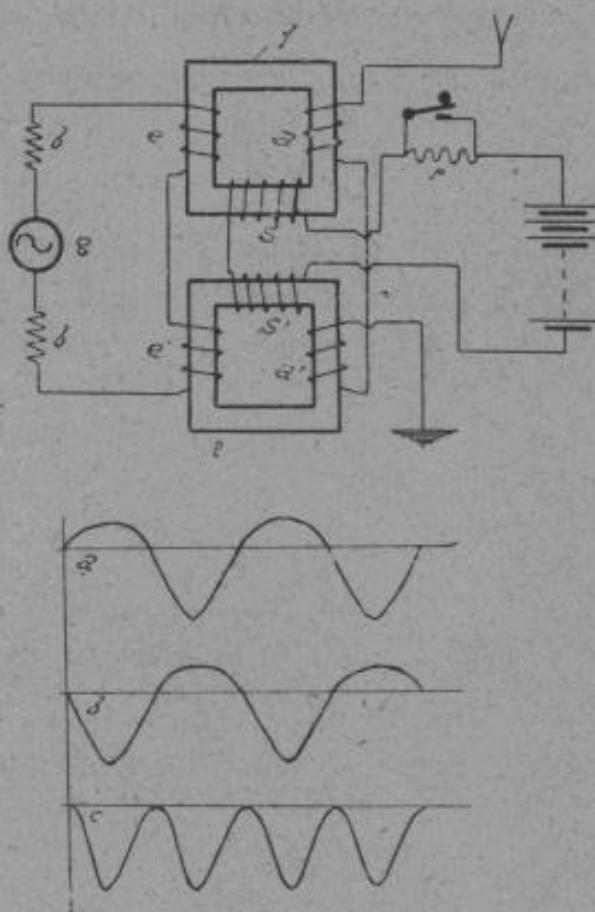


Fig. 104.

On manipule généralement soit sur le circuit auxiliaire à courant continu, soit en court-circuitant une partie de la self d'antenne. Dans le premier cas, le manipulateur court-circuite une résistance r .

Dans le procédé triplant la fréquence (*fig. 105*), le deuxième transformateur est à circuit ouvert ou fermé. On obtient la courbe 1 dans le noyau fermé, la courbe 2 dans le noyau ouvert, et la résultante est représentée par la courbe 3.

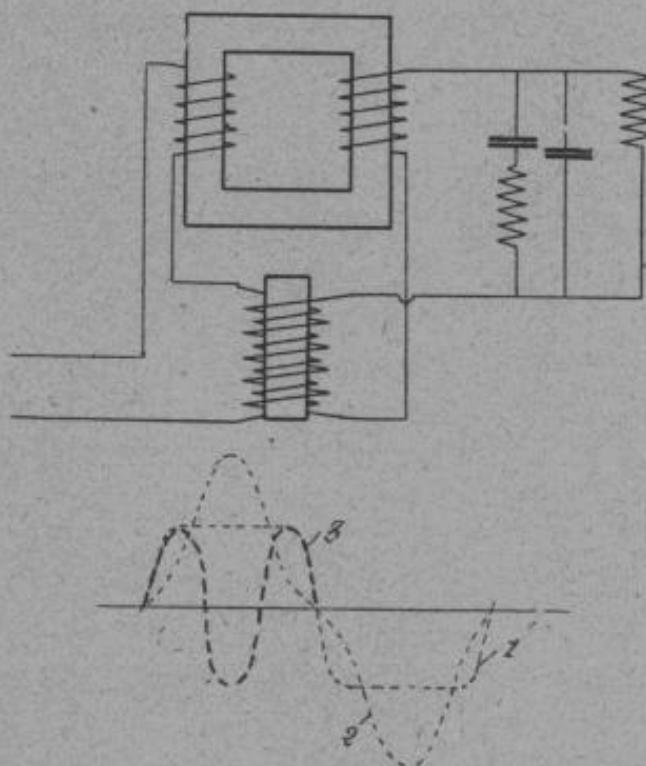


Fig. 105.

Pour obtenir la courbe 1, le circuit magnétique doit être de faible section et saturé avant que l'intensité du courant primaire soit maximum.

Pour obtenir la courbe 2, le circuit doit être de forte section, et non saturé.

Certains auteurs ont

proposé l'emploi d'un seul enroulement continu monté sur les noyaux rapprochés des deux transformateurs. Le mécanisme du fonctionnement reste le même.

La société Marconi utilise des bobines de self montées sur les circuits d'alimentation à courant continu.

Un autre dispositif, toujours basé sur le même principe, utilise un transformateur portant un enroulement primaire alimenté par un transformateur triphasé a (*fig. 106*). Les bobines secondaires e , e' , e'' sont placées de telle manière que la différence de phase entre les courants dans deux bobines consécutives soit constante. On peut isoler, par l'intermédiaire de transformateurs Joly, un courant de fréquence choisi parmi les harmoniques du courant secondaire.

Remarque. — M. Latour a proposé l'utilisation d'un alliage spécial (acier au nickel) convenant particulièrement aux courants de H. F. Des tôles construites avec cet alliage ont permis de créer des multiplicateurs statiques de fréquence de puissance assez grande.

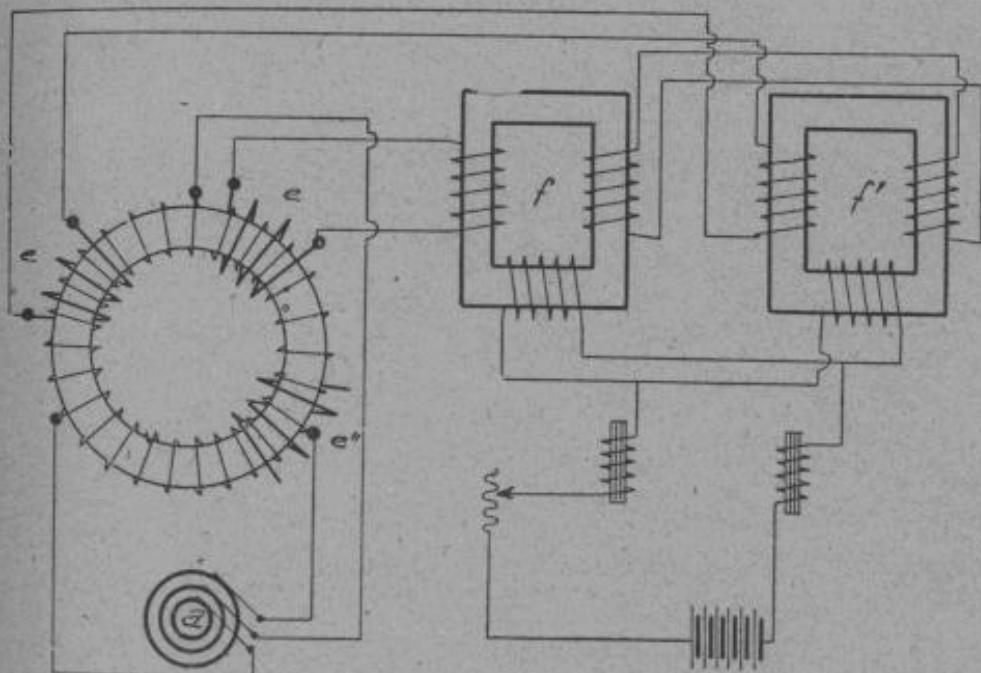


Fig. 106.

Tubes à vide générateurs d'oscillations entretenues. — Nous ne ferons que mentionner ici l'emploi du tube à vide pour la génération des oscillations entretenues. L'étude des tubes à vide et de leurs applications fera l'objet d'un chapitre spécial.

Puissance d'un poste en ondes entretenues. — Pour un poste à arc, la puissance est égale à la puissance d'alimentation. Il faut évidemment faire intervenir le rendement.

Pour les alternateurs et les tubes à vide, la puissance est égale à celle mise en jeu dans l'antenne, et non à celle d'alimentation ; (rendement = 40 à 45 pour 100). Cette puissance est égale à :

$$P = RI^2,$$

I = intensité lue à la base de l'antenne.

R = résistance de l'antenne (variant entre 0,2 et 15 ohms).

Cette résistance peut se décomposer :

- a) résistance ohmniique de la prise de terre ;
- b) résistance des fils aux courants de H. F. ;
- c) résistance due aux courants de Foucault des parties métalliques voisines de l'antenne ;
- d) résistance de radiation.

On mesure cette résistance totale par la méthode de comparaison (voir mesures).

CHAPITRE V

PRINCIPES DE RÉCEPTION



La propagation des ondes électro-magnétiques s'effectuant dans toutes les directions, une antenne placée à une certaine distance du poste transmetteur sera le siège de courants induits qui seront d'autant plus forts que le système récepteur sera accordé sur le transmetteur.

Toute l'énergie reçue n'est pas utilisée, une partie est rayonnée à nouveau et une autre partie se dépense en chaleur dans l'antenne et le récepteur.

L'emploi d'appareils ordinaires de télégraphie paraît impossible. En effet un récepteur Morse ne sera impressionné que si un courant suffisant et d'un sens donné passe par l'électro-aimant pendant au moins $\frac{1}{500}$ de seconde. Or les courants qui passent dans l'antenne sont oscillants, très faibles et d'une durée de $\frac{1}{100\,000}$ de seconde en moyenne.

Il est donc nécessaire d'employer des appareils spéciaux susceptibles de déceler ces courants rapides. Ils ont reçu le nom de détecteurs et sont classés suivant l'effet auquel ils sont sensibles, (énergie moyenne, amplitude, courant ou potentiel, force électromotrice ou intensité efficace).

Ils agissent alors sur des récepteurs téléphoniques qui transmettent une série de signaux à l'oreille.

Détecteurs. — Cohéreur. — Nous avons vu que le cohéreur était un tube contenant de la limaille métallique qui présente

normalement une certaine résistance. Cette résistance diminue si des ondes sont produites à proximité du tube. La conductibilité est détruite par un léger choc (*fig. 107*).

La différence de résistance constatée est de 500 ohms à 1 200 ohms.

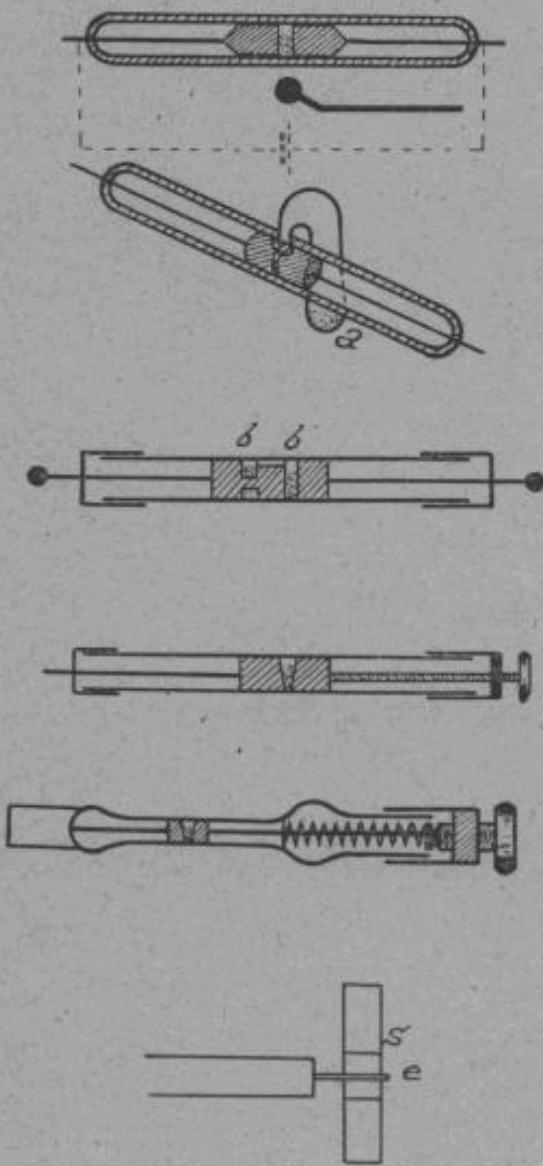


Fig. 107.

En principe tous les contacts imparfaits sont susceptibles de déceler les ondes, et la difficulté réside dans une explication simple et naturelle des phénomènes et du fonctionnement. Cette difficulté est encore accrue par le fait que certains contacts nécessitent une décohération mécanique et d'autres sont autodécohérents.

Les propriétés des radio-conducteurs ont été étudiées par M. Branly. Il créa de nombreux modèles et détermina le premier les conditions de fonctionnement.

Il démontra que le fonctionnement était dû à une modification des couches minces isolantes qui séparent les grains de limaille. Il montra plus tard la sensibilité des alliages d'or et de cuivre, et prouva que la chaleur et la pression avaient

une action précise sur le fonctionnement des radio-conducteurs.

Des explications différentes ont été données.

[M. Lodge admet que les oscillations provoquent de petites étincelles détachant des parcelles de métal qui s'agglomèrent, et forment une sorte de liaison conductrice.

M. Ferrié assimile les limailles à une série de petits condensateurs.

sateurs qui se chargent au passage des ondes et se soudent en se déchargeant.

MM. Gute et Towbridge admettent que l'action serait produite par l'isolant existant entre les limailles, isolant qui deviendrait conducteur par ionisation due à la différence de potentiel produite par les ondes.

M. Lodge reprenant cette théorie a démontré que deux conducteurs séparés par une lame d'air de $\frac{1}{10}$ de millimètre et présentant une différence de potentiel de 1 volt s'attirent par action électro-statique avec une force égale à $20^{k\text{g}}$, 2 par centimètre carré.

M. Sandorph admet que la conductibilité est due à des chaînes métalliques se formant entre les électrodes.

En réalité ces théories sont imparfaites et ne s'appliquent généralement pas à tous les contacts imparfaits.

Des recherches très sérieuses entreprises sur les cohéreurs, en faisant agir des différences de potentiel croissantes continues et alternatives, ont prouvé que l'action était due à la différence de potentiel aux bornes, qu'elle soit continue ou alternative, et non directement aux ondes. C'est donc purement une action de tension.

La cohération serait un état particulier dû à la légère pression. Cette pression serait renforcée par le passage d'un courant qui créerait une sorte de soudure partielle.

Les cohéreurs sont sensibles à l'amplitude de potentiel (degré de potentiel), et les conditions auxquelles doit satisfaire un bon cohéreur sont : la sensibilité et la régularité ; c'est-à-dire, présenter une variation maximum de la résistance pour une très petite variation de la différence de potentiel. Ces conditions sont liées aux conditions de fonctionnement du relais frappeur.

On appelle tension critique de cohésion, la valeur limite de la tension pour laquelle la cohération a lieu.

La force électromotrice extérieure nécessaire au fonctionnement du relais ne devra pas dépasser une valeur telle, qu'ajoutée à la force électromotrice de self-induction naissant au moment de la décohération, elle produise la cohésion.

Il y a donc lieu de diminuer cette force électromotrice de self-induction pour pouvoir augmenter la force électromotrice de la pile et ne pas utiliser de relais trop sensibles.

Cette tension critique n'est pas stable, elle varie avec les métaux, l'oxydation des électrodes, l'humidité de l'oxygène de l'air. Pour cette raison, on emploie des électrodes inoxydables, et on fait généralement le vide dans les tubes.

Les électrodes doivent être en fer ou en acier parfaitement polies, permettant tout de même une légère oxydation, pour obtenir une tension critique moyenne. Le cohéreur sera d'autant plus sensible que la surface des électrodes est grande, mais il est plus difficile à décohérer. La limaille doit être très fine et la pression moyenne.

En général le réglage est difficile et on est obligé de sacrifier partiellement la sensibilité pour améliorer la régularité.

Construction des cohéreurs. — La forme générale d'un cohéreur est indiquée figure 107. C'est un tube de verre de 2 à 3 millimètres de diamètre intérieur qui peut être fermé aux deux extrémités. On place à l'intérieur deux électrodes métalliques bien ajustées, écartées d'environ 0^{mm},5 à 0^{mm},8. La limaille est introduite dans cet espace et le vide est fait jusqu'à $\frac{1}{1000}$ d'atmosphère. La limaille doit être composée de petits grains bien anguleux (ceux faits avec une grosse lime), et doit remplir environ le tiers de l'espace compris entre les électrodes. Si les grains sont gros, on augmente la sensibilité ; au contraire on augmente la sécurité, si les grains sont petits. Les limailles d'or et d'argent ou alliages d'or et d'argent travaillent sous des tensions faibles (0,2 à 0^v,6) et sont plus sensibles que les autres. Les électrodes peuvent être en or ou en aluminium, ou simplement dorées.

Les limailles de fer, d'acier et nickel (tension 1^v) sont moins sensibles.

La pression a une influence sensible sur la tension critique.

Le cohéreur Blondel (*fig. 107*) porte un appendice *a* permettant d'admettre une quantité plus ou moins grande de limaille.

Le cohéreur Ferrié est basé sur le même principe mais est plus

maniable. L'électrode *b* possède un creux mis en relation avec l'intervalle par un petit conduit. On emploie un alliage d'or, d'argent et de cuivre.

Le cohéreur Ducretet emploie des électrodes taillées en biseau, et dont la pression est variable.

Le cohéreur Marconi est identique, mais la pression ne varie pas ; on obtient pourtant une faible variation de la pression en tournant le tube.

Le cohéreur Telefunken utilise aussi des électrodes taillées, mais l'espace entre électrodes est très petit.

La sensibilité du détecteur peut être augmentée quand un aimant est placé à proximité ; il faut que les lignes de force soient parallèles à l'axe des cohéreurs et il faut en outre que la limaille soit magnétique.

MM. Tissot et Braun ont construit chacun un détecteur utilisant cette propriété. Les deux électrodes sont en acier et l'une d'elles *e* dépasse légèrement du tube. La proximité de l'aimant *S* augmente la sensibilité par suite de la légère aimantation produite sur l'électrode (fig. 107).

Décohéreurs mécaniques. — Le décohéreur est l'appareil destiné à faire perdre à la limaille sa qualité conductrice, on emploie pour cela un dispositif appelé le frappeur.

Le frappeur peut être actionné par un dispositif d'horlogerie ou mieux par un électro-aimant. Dans les cohéreurs le choc doit être très doux ou au contraire très sec, il faut donc que le frappeur soit réglable.

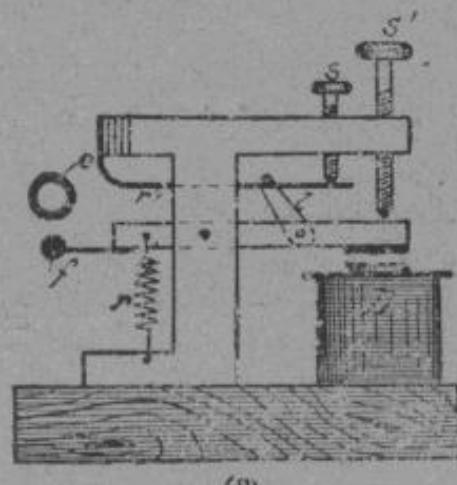
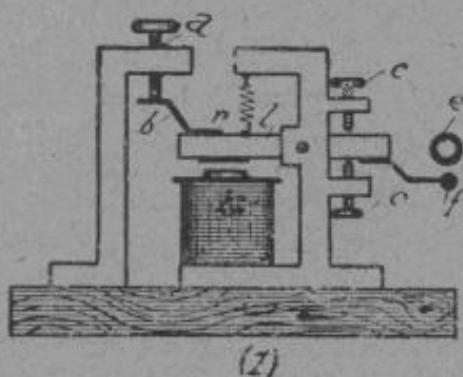


Fig. 108.

En principe, il se compose d'un petit électro-aimant G (*fig. 108, 1*) à palette réglable à l'aide de deux vis *c*. La palette coupe, dès qu'elle est attirée, le circuit de l'électro-aimant par l'intermédiaire du ressort *b'* et de la vis *a*, ce circuit étant intercalé dans le circuit principal du relais.

La palette *l* porte une petite boule en ébonite *f* qui produit le choc sur le tube à limaille *e*. Les divers organes et la position du tube *e* sont généralement réglables.

Il faut remarquer que, dans ce dispositif, le choc sur le tube *e* se produit au moment où le contact est coupé en *b'* *a*; l'étincelle de rupture pourrait donc amener à nouveau la cohération.

On préfère adjoindre au dispositif une lame spéciale *r'* (*fig. 108, 2*) qui coupe le circuit avant que le choc se produise.

Décohéreurs magnétiques. — Ces dispositifs sont en général peu employés. Si la limaille est magnétique, l'action d'un aimant déplacera les grains et pourra ainsi ramener la limaille à son état primitif; mais celle-ci devenant magnétique au bout d'un certain temps, la tension critique s'abaissera et l'aimant n'aura plus d'action.

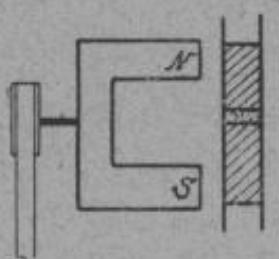


Fig. 109.

Dans le décohéreur Braun (*fig. 109*) l'aimant tourne autour d'un axe et présente à chaque demi-tour des surfaces polaires, dont le circuit magnétique se ferme par les électrodes.

Dans le décohéreur Lodge Muirhead, c'est une plaquette isolée, mais métallique, qui se déplace et agite la limaille, quand le circuit magnétique de l'aimant se ferme par elle.

Cohéreurs auto-décohérents. — Ces cohéreurs ont l'avantage d'être indréglables, mais ne présentent pas la même régularité que les précédents.

Les contacts imparfaits aluminium-charbon présentent une bonne sensibilité. Ces détecteurs sont constitués (*fig. 110*) par un cylindre de charbon *f* reposant librement sur deux crochets *e* en

aluminium. Les crochets sont maintenus dans un tube à l'aide d'un fil de platine et le charbon porte un collier auquel est soudé un fil de platine, qui plonge librement dans le mercure contenu dans le fond du tube. Ce dernier est rempli de vapeur de mercure.

Le cohéreur de Koepsel est basé sur le contact d'une plaquette *d* en acier poli et d'une pointe de graphite *g*.

Le cohéreur de la marine italienne utilise les contacts mercure-métal ou charbon. Ils sont constitués par un tube de 3 millimètres contenant deux électrodes en charbon ou en fer, séparées par un petit intervalle contenant une ou deux gouttes de mercure *b* (diamètre = 1^{mm},5 à 3 millimètres). La tension critique atteint 1^v à 1^v,5. Ces cohéreurs sont plus sensibles que les cohéreurs à limaille mais se dérèglent facilement.

Le cohéreur Walter utilise le contact fil de tantale très fin *a* et mercure (tension critique 0^v,2 à 0^v,4).

Enfin le cohéreur Lodge se compose d'une petite roue d'acier à bords tranchants *i*, entraîné dans un mouvement de rotation continu. Le rebord de la roue *i* vient en contact avec du mercure *n* contenu dans un petit récipient *l*; une légère couche d'huile recouvre le mercure. Le contact entre la roulette et le mercure ne s'effectue que sous une certaine différence de potentiel. La hauteur du mercure est réglée à l'aide de la vis *o* (tension batterie 0^v,1).

Anti-cohéreurs auto-décohérents. — Ces détecteurs ne sont

P. MAURER.

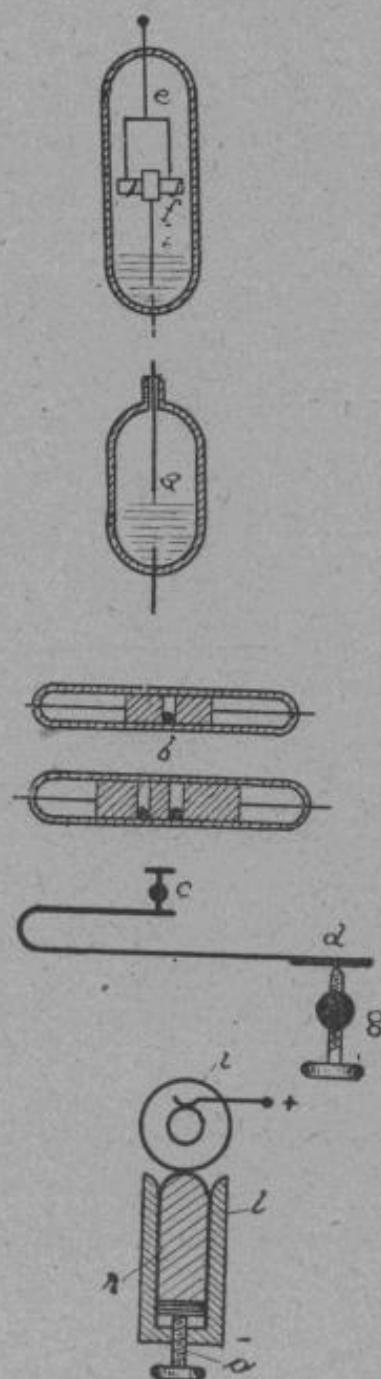


Fig. 110.

plus employés et à l'inverse des cohéreurs ordinaires, leur résistance augmente, quand ils sont soumis à l'influence des ondes électro-magnétiques.

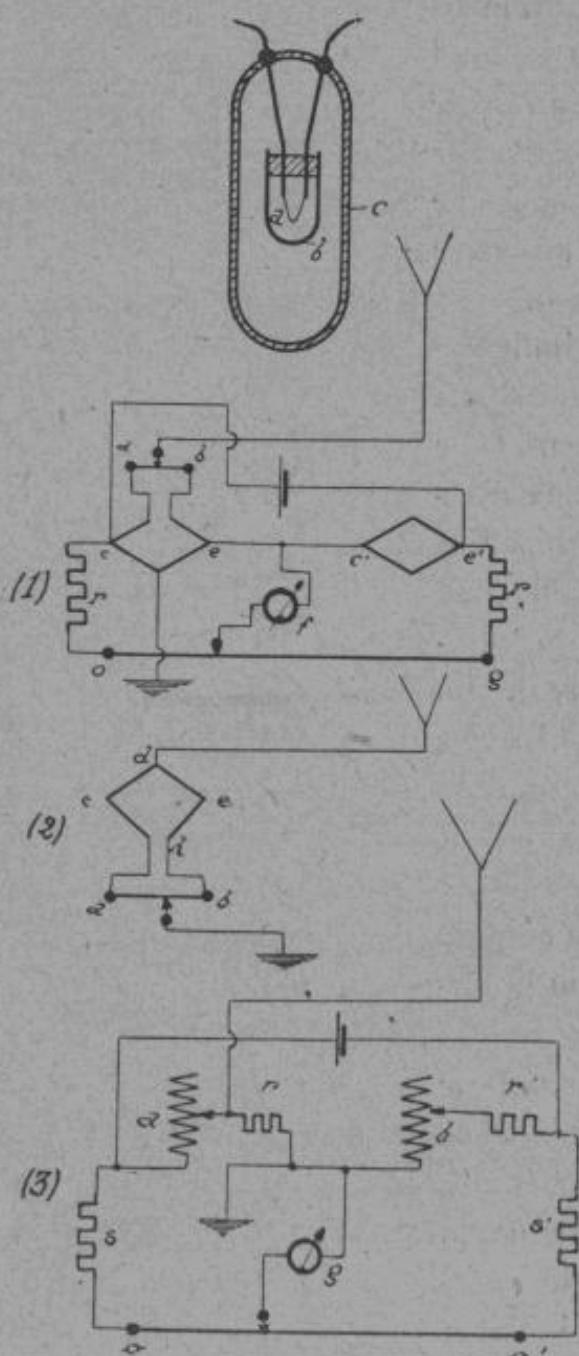


Fig. 111.

de $0^{mm},05$ en forme de V, enfermé dans une enveloppe en argent *b*. Une deuxième enveloppe renferme la première et on fait le vide dans l'espace intermédiaire. Le fil d'argent a été au préalable plongé dans un acide, de façon à réduire son diamètre à $0^{mm},015$.

Détecteurs thermiques.

— Les détecteurs thermiques sont basés sur la variation de résistance provoquée par les variations d'échauffement produites par un courant passant dans un fil fin.

Ce sont des détecteurs sensibles au courant efficace.

Les dispositifs doivent être très sensibles, puisque les courants qui traversent le fil présentent une très faible amplitude. Ils permettent des mesures très précises des variations de l'effet de courant, mais ne sont généralement pas utilisés comme détecteurs pour des postes très éloignés (à partir de 40 kilomètres), parce que l'effet de courant ne serait pas suffisant pour impressionner le détecteur thermique.

Le détecteur thermique Fessenden se compose (fig. 111) d'un fil d'argent *a*

Fessenden a modifié ce premier dispositif et est arrivé à des variations très sensibles de résistance (12 pour 100 au lieu de 0,25). Il utilisait alors une résistance liquide à la place du fil de platine. On a indiqué précédemment que pour obtenir une meilleure sensibilité il était préférable d'intercaler l'élément thermique dans une des branches d'un pont de Wheatstone. On réalise ainsi un appareil appelé bolomètre dû à M. Tissot. Les fils employés sont des fils de platine très pur d'un diamètre égal à 10 microns et d'une longueur égale à 1^{cm},5. Des précautions sont prises pour éviter le rayonnement.

Chaque branche du pont de Wheatstone (1) est constituée par 4 fils identiques et le pont est complété par deux résistances r et r' en maillechort ou en platinoïde, immergées dans du pétrole. On parfait le réglage à l'aide d'un fil résistant og . L'antenne est montée comme l'indique la figure 111.

On peut étalonner l'appareil en remplaçant l'antenne par une source à courant continu reliée en d et a (2).

Dans un autre montage (3) deux bobines de self-induction sans fer sont montées de chaque côté a et b du pont pour éviter la diffusion des oscillations. Les fils sont représentés en r et r' . Dans ce dernier dispositif, les bobines et les résistances auxiliaires sont immergées dans du pétrole.

En remplaçant la source à courant continu par une source alternative, on peut alors mettre un récepteur téléphonique à la place du galvanomètre et on réalise ainsi un détecteur de signaux.

Le bolomètre a permis d'étudier les effets de résonance des antennes, de comparer différents types d'émission, etc... Pour ces mesures, on emploie les galvanomètres Desprez-d'Arsonval, Carpentier ou Thomson.

De nombreux autres systèmes sont basés sur les variations de température produites par le passage d'oscillations dans les couples thermo-électriques. Ces variations donnent naissance à une force électromotrice et à un courant qui peuvent être enregistrés par un galvanomètre. Les couples employés, fer-constantan, constantan-nickelite, ou silicium-cuivre sont formés de fils fins, placés dans des tubes vidés d'air pour réduire le rayonnement.

Duddell a imaginé un détecteur de ce genre, auquel on a donné le nom de thermo-galvanomètre.

Le couple thermo-électrique (*fig. 112*) est disposé dans le champ

d'un aimant en fer à cheval N. S. Ce couple est suspendu à un fil de quartz et les variations de température des soudures du couple *b*, *sb*, donnent naissance à un courant qui traverse la boucle *S* et réagit sur le champ de l'aimant. Il se produit une rotation de la boucle que l'on peut mesurer à l'aide d'un petit miroir *m*.

L'échauffement du couple BI-SB est produit par un petit fil *o* placé immédiatement en dessous.

Le plus petit courant perceptible serait de $0,2 \times 10^{-4}$ ampères, et les déviations sont approximativement proportionnelles au courant.

Détecteurs magnétiques. — Le phénomène sur lequel sont basés les détecteurs magnétiques a été découvert par Lord Rayleigh et ensuite complété par Rutherford. Ils avaient remarqué qu'une aiguille en acier aimantée à saturation placée à l'intérieur d'une bobine parcourue par des oscillations électro magnétiques subissait une désaimantation partielle ou totale, qui subsistait d'une façon permanente.

On peut expliquer cet effet par les actions de chaque demi-oscillation d'un train, qui agissent l'une dans un sens correspondant à la force magnétisante du système, et l'autre en sens contraire. L'une par conséquent tend à l'amplifier et l'autre à la diminuer.

Le premier appareil de Rutherford se composait de fils d'acier isolés les uns des autres et formant un noyau autour duquel on avait enroulé des spires de fils de cuivre. Ce système peu pratique a été perfectionné par Wilson et est représenté en *i* (*fig. 113*). Pour aimanter de nouveau le noyau on utilise un aimant tournant N. S. Dans l'appareil imaginé par Tissot l'aimant est fixe et le noyau

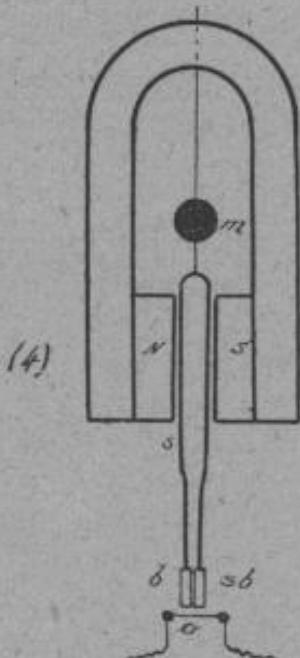


Fig. 112.

est analogue à un anneau Gramme sur lequel sont montées plusieurs bobines.

Marconi a constitué un détecteur magnétique en disposant le noyau dans un champ magnétique variable (2).

Il comporte en principe une corde *f* en fil de fer doux isolé à la soie. La corde est montée sur deux poulies dont l'une entraîne le fil dans un mouvement uniforme (10 centimètres par seconde).

Sur un tube isolant au milieu duquel passe la corde sont enroulées deux bobines *r* et *r'* isolées l'une de l'autre. L'une *r* est en gros fil de 3 à 4 mètres de longueur reliée d'une part à l'antenne et d'autre part à la terre ; l'autre bobine *r'* très plate et placée au centre est constituée par un fil très fin (100 ohms) relié à un récepteur téléphonique *t*. Le système est complété par un aimant chargé de produire l'aimantation de la corde.

On sait qu'un noyau par exemple soumis à l'aimantation d'un aimant décrit un cycle d'aimantation *abcd* dont la forme est due à l'hystérésis. L'action d'un champ magnétique oscillant aurait pour effet de réduire plus ou moins temporairement l'hystérésis (courbe

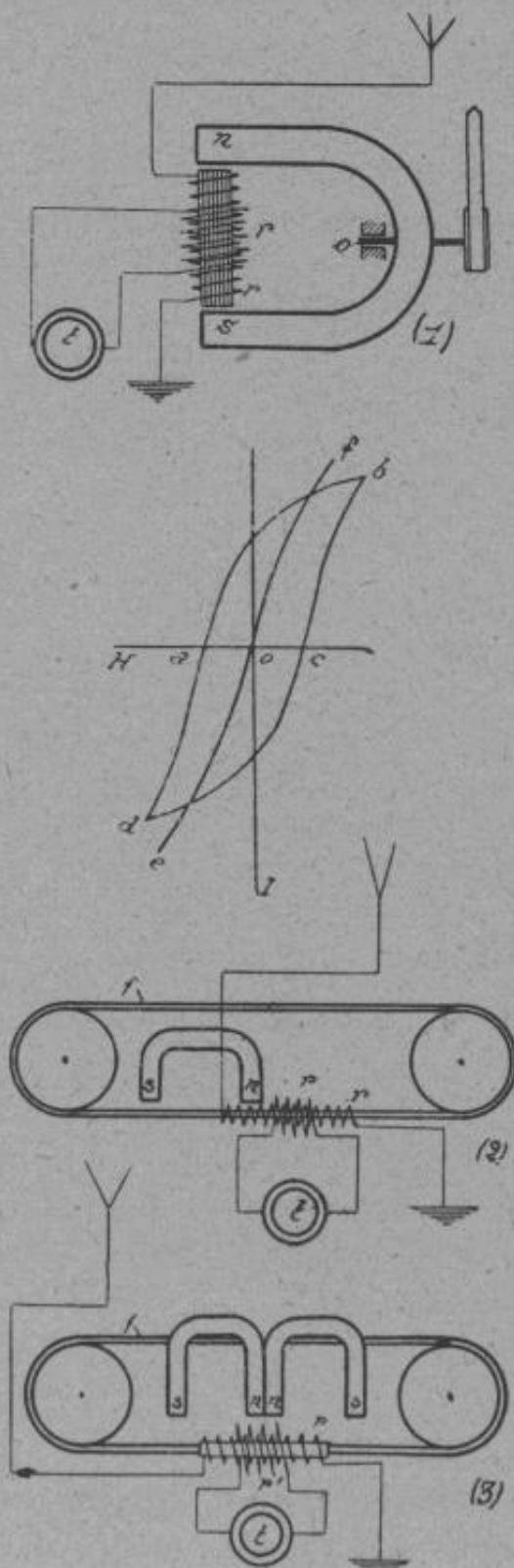


Fig. 113.
Marconi's magnetic detector system.

maxima f_e). Cette variation rapide d'induction induit un courant dans la bobine r' , qui se traduit par la production d'un son dans le téléphone.

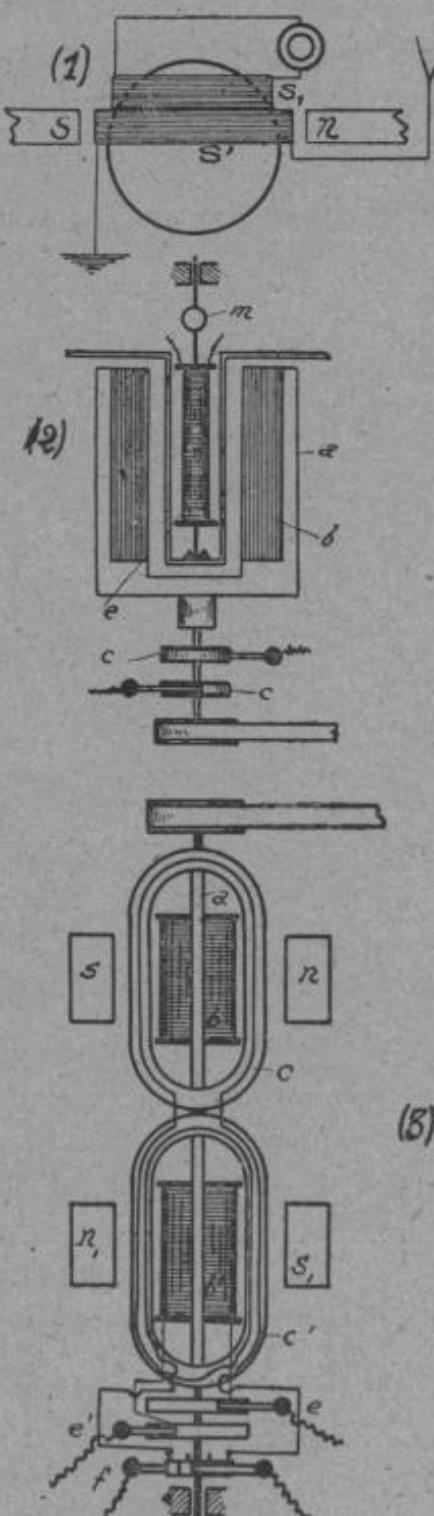


Fig. 114.

L'effet obtenu est le plus intense quand l'aimantation est inverse au champ produit, et il est plus considérable avec l'acier qu'avec le fer doux. D'après M. Tissot si l'on fait agir deux séries d'oscillations de même période, mais d'amortissements différents et mettant en jeu la même énergie moyenne, on constate que l'effet produit est plus grand avec les oscillations fortement amorties. Ce détecteur est donc sensible à l'amplitude du courant.

On remarque qu'il y a intérêt à employer un métal à grande hystérisis et à le diviser pour que l'oscillation agisse sur tous les points.

Dans les détecteurs Marconi on utilise un ou deux aimants accolés; le système à deux aimants est plus sensible (3). Ces derniers doivent pouvoir être déplacés facilement pour régler la position des pôles sur la corde. Ces appareils sont aussi sensibles que les cohéreurs.

D'autres dispositifs emploient un disque plat S' (*fig. 114-1*) tournant entre les pôles d'un aimant ns . Deux bobines entourent le disque. Le fonctionnement est identique.

Le détecteur Ewing Walter (2) est basé sur le même principe, mais on utilise ici le couple mé-

canique produit. Il est en principe constitué par un électro-aimant *a* tournant (5 à 8 tours par seconde). Au centre de l'électro-aimant on a placé une bobine *e* mobile et reliée à l'antenne et à la terre par deux bagues *c* et *c'*. L'enroulement est formé de 500 spires de fil d'acier étiré.

Sous l'action de l'aimant, la bobine tourne d'un certain angle, qu'elle ne dépasse pas, grâce à l'action d'un ressort antagoniste. Dès que les oscillations agissent, l'angle d'écart varie et on peut observer ce déplacement à l'aide d'un petit miroir *m*.

Cet appareil a été modifié par Walter de façon à créer une force électromotrice redressée. Il se compose de deux bobines *b* et *b'* montées sur le même axe et tournant dans le champ de 2 aimants permanents *ns*, *n₁s₁*. Un système de deux bobines d'une centaine de spires *a* et *c* à angle droit est placé sur chaque bobine. Les bobines *c* et *c'*, *a* et *a'* sont connectées aux segments d'un collecteur à 4 lames *f* de telle sorte que les forces électromotrices engendrées soient égales et opposées.

Les extrémités du fil d'acier de la bobine *b* sont isolées et celles de la bobine *b'* sont connectées aux bagues *e* et *e'*. Les oscillations sont amenées par ces bagues. Si l'armature est entraînée par un moteur électrique, il n'y a aucune différence de potentiel aux balais. Si la bobine *b* est parcourue par des oscillations, une force électromotrice sera engendrée par le système parcouru par les oscillations. En augmentant la vitesse des organes, on obtient un effet appréciable.

Détecteurs électrolytiques. -- Le détecteur électrolytique comporte en principe un vase contenant un électrolyte, dans lequel plonge un fil de platine ou de plomb, constituant une électrode *b* (*fig. 115*). L'autre électrode est un fil fin de platine *a* dont la pointe effleure le liquide. Il est en général enfermé dans un tube de verre qui laisse seulement dépasser la pointe du fil.

Différentes théories ont été émises au sujet du fonctionnement du détecteur électrolytique.

On le considère, soit comme un contact imparfait, soit comme un phénomène dû à la variation de résistance de l'électrolyte par

l'échauffement dû au courant, soit comme un phénomène dû à la polarisation.

On peut ainsi admettre que si les électrodes sont reliées comme l'indique la figure, il y aura circulation d'un courant dans l'électrolyte et par conséquent décomposition de l'électrolyte,

et dégagement de gaz aux deux électrodes. Ces gaz adhérents créent le phénomène de la polarisation.

On constate que si un train d'onde agit sur le système, il a pour effet de diminuer la polarisation ; un courant circule dans le fil et agit sur le récepteur téléphonique. La polarisation étant variable avec la force électromotrice de la pile, il y a donc une tension critique qu'il ne faut pas dépasser. La sensibilité est d'autant plus grande que la surface de l'électrode positive est petite.

Les fils employés sont en platine ($0^{\text{mm}},03$), et l'électrolyte se compose d'eau additionnée d'acide sulfurique ou azotique (1 partie pour 5 eau). La tension critique pour l'acide sulfurique

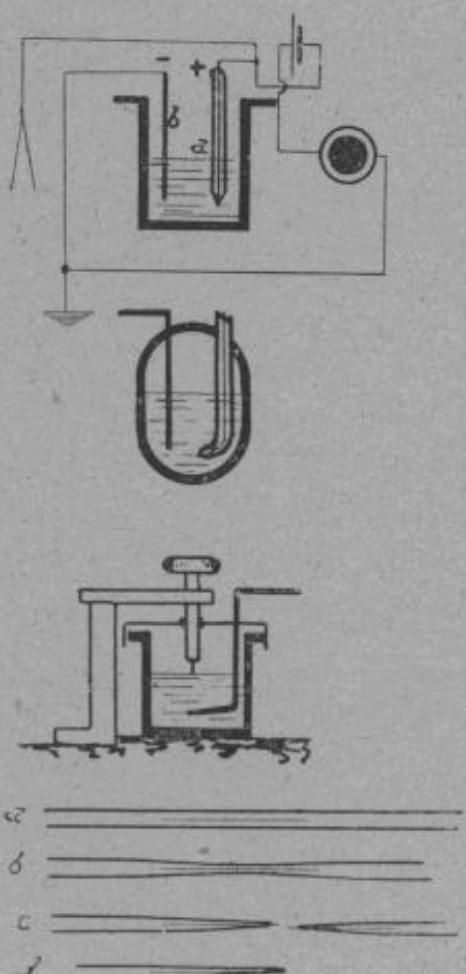
Fig. 115.

atteint $2^{\circ}, 5$ environ et pour l'acide azotique $1^{\circ}, 5$. La sensibilité est plus grande avec l'acide azotique.

La résistance d'un tel détecteur atteint en temps normal quelques milliers d'ohms. L'action dans le récepteur téléphonique est sensiblement proportionnelle à l'amplitude des oscillations.

La disposition des organes varie avec les constructeurs.

Il est extrêmement simple de construire un détecteur électrolytique soi-même. On se sert d'un fil de platine de $0^{\text{mm}},02$ ou $0^{\text{mm}},03$



et de 2 centimètres de longueur, que l'on introduit dans un tube de verre (*a*) de 4 à 5 millimètres de diamètre. On chauffe le tube à la lampe (*b*) tout en l'étirant jusqu'à ce qu'il soit bien noyé dans le verre. On le laisse ensuite refroidir doucement et on le casse en deux à l'endroit où il paraît le mieux noyé (*c*).

Il ne reste plus qu'à prendre une des parties et à faire glisser l'extrémité coupée sur une feuille de toile émeri, pour affleurer le fil de platine.

En introduisant une goutte de mercure dans le tube pour opérer le contact entre le circuit et le fil, et en fermant ensuite cette extrémité avec de la cire à cacheter, il n'y aura plus qu'à plonger le tube dans un vase contenant l'électrolyte convenable et à constituer l'autre électrode à l'aide d'un fil de plomb enroulé en hélice par exemple.

La durée d'un détecteur électrolytique est très limitée, l'acide attaquant à la longue l'extrémité de l'anode, ou encore la pointe se décollant sous l'action des ondes électriques puissantes.

Détecteurs à cristaux. — Ce type de détecteur présente un tel caractère de sensibilité, sans emploi de force électromotrice auxiliaire, qu'il tend à remplacer tous les autres détecteurs.

Le phénomène qui prend naissance dans ces détecteurs aurait été découvert par le général Dunwoody, en plaçant un cristal de carborundum entre deux électrodes métalliques reliées à une pile et à un récepteur téléphonique, et en soumettant l'appareil à l'effet d'oscillations électriques.

La théorie des détecteurs n'est pas encore certaine. On admet en principe deux catégories de détecteurs à contacts solides.

Les uns présentent tous les caractères d'un phénomène thermo-électrique. Deux corps éloignés dans la chaîne thermo-électrique, mis en contact peuvent constituer un bon détecteur. On admet qu'au passage des oscillations, il se produit un effet thermique qui peut impressionner le récepteur, cet effet est d'autant plus fort que la surface en contact est petite.

Ces détecteurs doivent être classés dans la catégorie des détecteurs sensibles à l'effet de courant. On réalise d'excellents détect-

teurs en associant chalcopyrite, tellure, silicium, bioxyde de manganèse et métal.

La deuxième catégorie comprend les contacts, zincite-chalcopyrite, carborundum-métal, et enfin le plus connu, galène-métal.

Leur fonctionnement serait basé sur la combinaison des effets Joule et Peltier.

La température à la jonction de deux métaux s'élève si un courant continu passe par le contact dans un sens déterminé.

Au contraire elle s'abaisse, si le courant est inversé.

S'il y a augmentation de température, il y aura diminution de résistance du contact (métaux à grand coefficient de température), un courant circulera, augmentant le degré de température des contacts. Le courant sera d'autant plus grand que la résistance décroît et que la température augmente.

Ce phénomène se produira au passage des oscillations et le fonctionnement sera analogue à une soupe (courbe de la fig. 116) laissant passer un courant dissymétrique. Ces contacts se comporteront comme

des conducteurs qui ne suivent pas la loi d'Ohm et produiront une rectification apparente du courant.

Si on ajoute une force électromotrice au détecteur il y a lieu de régler le sens et la grandeur de cette force électromotrice; il se produit alors une superposition produisant une rectification variable. Le réglage doit être effectué de façon à travailler en un point favorable de la caractéristique (courbe).

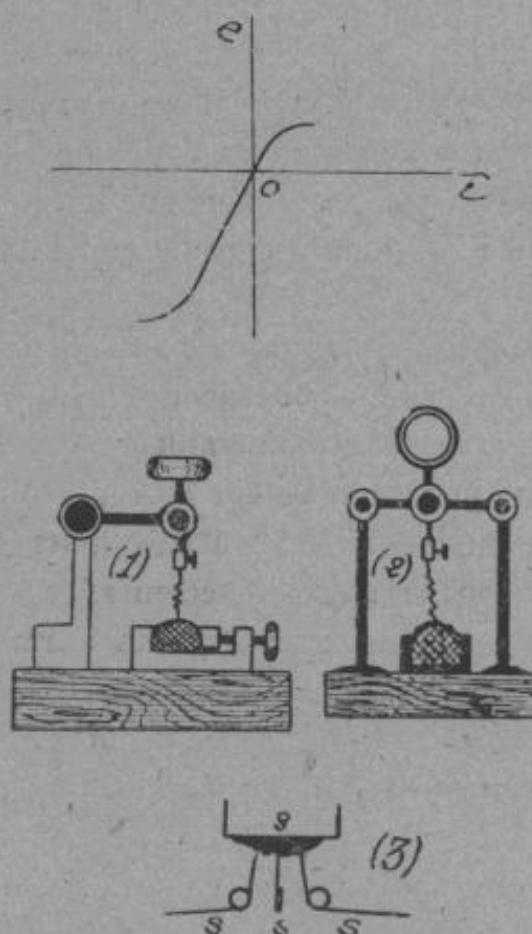


Fig. 116.

Des expériences ont montré que la valeur du courant est variable suivant les contacts, les métaux, et la pression. On a trouvé en outre que pour la galène par exemple le pouvoir rectifiant décroît quand la température s'élève et tend vers 0 pour 170° centigrades. C'est ce qui peut expliquer pourquoi le pouvoir rectifiant est diminué après une décharge atmosphérique.

Les principaux types de détecteurs utilisés comportent une pastille en cristal serrée entre deux mâchoires et supportée par un isolant (1 et 2). L'autre électrode est constituée par une pointe métallique dont la position et la pression peuvent être aisément modifiées à l'aide d'une vis. On utilise par exemple un pyrite de cuivre ou de fer avec pointe métallique, ou un fragment de sulfure de cuivre naturel avec oxyde de zinc.

Comme détecteur de la deuxième catégorie, on peut former un contact entre pastille de carborundum et crayon de charbon, ou entre galène et pointe métallique. Ce dernier contact présente une grande sensibilité. La galène peut être naturelle ou artificielle; dans ce dernier cas les points de sensibilité sont moins nombreux.

Le cristal est placé dans une capsule ou entre deux mâchoires; la pointe est fixée à un ressort en spirale, exerçant ainsi une légère pression sur le cristal. On peut aussi multiplier les pointes (*fig. 116-3*), de façon à se trouver presque sûrement sur un point sensible au moment de la réception.

La nécessité de rechercher un point sensible est le seul inconvénient des détecteurs à galène; on y remédie en se servant de petits appareils d'essai, appelés buzzers (voir montages), qui permettent de régler le détecteur avant la réception.

Des essais ont démontré que l'action du radium augmente la sensibilité d'un détecteur galène-pointe en or. Cette action serait due à la radio-activité induite sur le fil d'or.

Comparaison des détecteurs. — Il semble assez difficile d'établir une comparaison entre les différents types de détecteurs pour plusieurs raisons : D'abord parce qu'un grand nombre de ceux décrits précédemment ne sont plus utilisés, et ensuite parce qu'ils ne sont pas sensibles au même effet.

- La comparaison ne peut porter que sur les points suivants :
 - Sensibilité.
 - Sécurité et sûreté.
 - Simplicité.
 - Inertie.
 - Réception au son ou enregistrée.

Le détecteur à galène est très sensible, mais ne présente pas une sécurité suffisante. On devra choisir de bonnes galènes pour augmenter ce coefficient. On préfère souvent utiliser deux détecteurs différents, avec passage facile de la réception, sur l'un ou l'autre.

En ce qui concerne les atmosphériques, le tube à vide monté en détecteur (voir chapitre suivant), est plus indiqué que les autres détecteurs; en particulier le détecteur à galène ne supporte pas sans déréglage l'action des atmosphériques.

Les détecteurs d'intensité doivent être montés en principe entre l'extrémité de l'antenne et la terre, c'est-à-dire en un ventre d'intensité.

Les détecteurs de potentiel devraient être placés en un ventre de tension, mais pour une antenne reliée au sol, ce ventre se trouve au sommet de l'antenne; à l'aide de dispositifs Oudin ou Tesla, on obtient aisément un ventre de tension.

Enregistrement. — La réception peut s'opérer de deux manières différentes.

1^o Au son, c'est-à-dire à l'aide d'un simple récepteur téléphonique. Il suffit de monter le récepteur téléphonique aux bornes du détecteur.

2^o A l'aide de relais commandés par le détecteur et qui ferment le circuit d'une batterie auxiliaire sur un enregistreur Morse, ou encore qui actionnent des enregistreurs photographiques.

Relais pour enregistreurs. — On fait usage de trois sortes de relais :

- 1^o Relais vibreurs à palettes.
- 2^o Relais à cadres.
- 3^o Relais microphoniques.

Il existe d'autres types de relais, basés sur des principes différents, qui ne sont plus employés actuellement.

1^o Les relais du premier type sont généralement polarisés.

La figure 117, I représente un premier modèle. Il est constitué par un électro-aimant E dont les noyaux sont fixés aux extrémités polaires d'un aimant en fer à cheval bc. Une palette en fer doux a mobile en b peut osciller entre les deux extrémités N S des noyaux de l'électro-aimant E.

Quand un courant passe dans l'électro-aimant, il renforce l'aimantation d'un des pôles de l'aimant en diminuant l'aimantation de l'autre pôle. La palette sous l'action de ces effets tend alors à se déplacer et vient fermer le circuit local d'un récepteur Morse, par l'intermédiaire d'une des bornes f ou f'. La palette peut être réglée en position de repos sur une des bornes f ou f'.

Ce relais est assez sensible, il peut fonctionner sous 1 volt 4 et une fraction d'ampère, mais les organes doivent être parfaitement réglés.

Le relais polarisé Siemens est représenté par la figure II; il comporte de même un aimant permanent et un électro-aimant à deux noyaux SS'. Ces relais ont été utilisés pour la radiotélégraphie système Braun, système Marconi et système Telefunken. Ceux des postes Marconi ont généralement une résistance de 1 000 ohms et fonctionnent normalement avec un courant de 0,1 milliampère. Ceux de la Telefunken ont

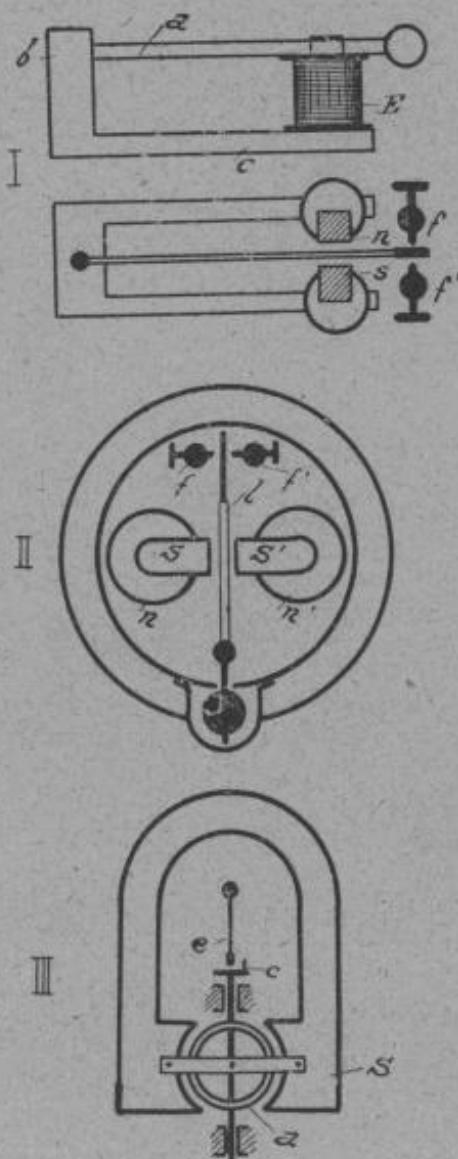


Fig. 117.

une résistance de 10 000 ohms et nécessitent un courant de 10 micro-ampères.

Le relais polarisé Tauleigne comporte aussi un aimant permanent *a* à entrefer réduit (fig. 118, IV). Le noyau de l'électroaimant *E* est en fer doux recuit et articulé en *o*.

La palette *e* est montée sur le noyau articulé par l'intermédiaire de petits ressorts en *c*. L'articulation du noyau permet de régler facilement la position de la palette par rapport au contact *f*. Un faible jeu est laissé entre la palette et le noyau pour que les lignes de force passent facilement. On peut aussi établir un shunt sur l'aimant permanent, à l'aide d'une pièce mobile en fer doux.

Le deuxième dispositif

Tauleigne (V) comporte deux aimants *n* et *n'* sur lesquels sont montées quatre bobines *aa'* et *a₁a'₁*, dont les enroulements sont combinés de telle façon que le courant qui traverse chaque paire agisse en sens inverse sur chacun des pôles en regard. La position de la palette est réglable à l'aide des vis *g* et *f*, et le contact se produit en *f'*.

Les relais Tauleigne doivent être employés avec des détecteurs électrolytiques à pointe plongeante (voir montages). Le niveau de l'électrolyte est immobilisé dans un tube capillaire pour le soustraire aux trépidations. L'anode est formée d'un fil de platine de quelques millimètres. La différence de potentiel pour une réception avec relais doit être de 3^v à 3^v,5.

2^o Les relais à cadre mobile Claude reposent sur les mêmes principes que les galvanomètres à cadre mobile (fig. 117, III).

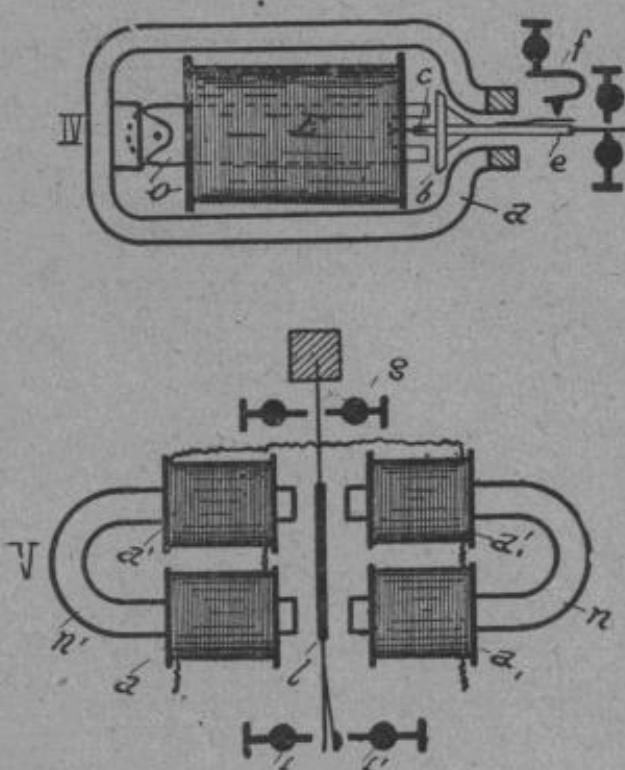


Fig. 118.

Une petite bobine circulaire plate *a* est mobile entre les pôles d'un électro-aimant *S*. Quand elle est parcourue par un courant, elle dévie d'un certain angle, et peut commander un contact en *c* et *e* monté sur une lame flexible. Les positions du contact fixe et du contact mobile sont réglées à l'aide de vis moletées. Pour concentrer les lignes de force, un noyau en fer doux est placé au milieu du cadre. En général le bras de contact mobile est monté sur la bobine, par l'intermédiaire d'un ressort spirale, qui le maintient dans la position de repos. On évite ainsi un contact brutal entre le bras de contact et le plot fixe. Les relais Claude ont une résistance de 500 ohms et peuvent être commandés par un courant de 30 à 40 micro-ampères.

Dans le relais à cadre de Turpain-Richard, le système mobile opère par rupture du circuit local sur un autre relais qui actionne directement le récepteur Morse.

Dans le galvanomètre Richard (fig. 119-1) on utilise un cadre à faible inertie *f* et un aimant *a* ou un électro-aimant à grand champ magnétique (20 000 g.). La sensibilité du couple élastique de suspension est très grande; Cette suspension est effectuée à l'aide d'un fil bifilaire en cocon.

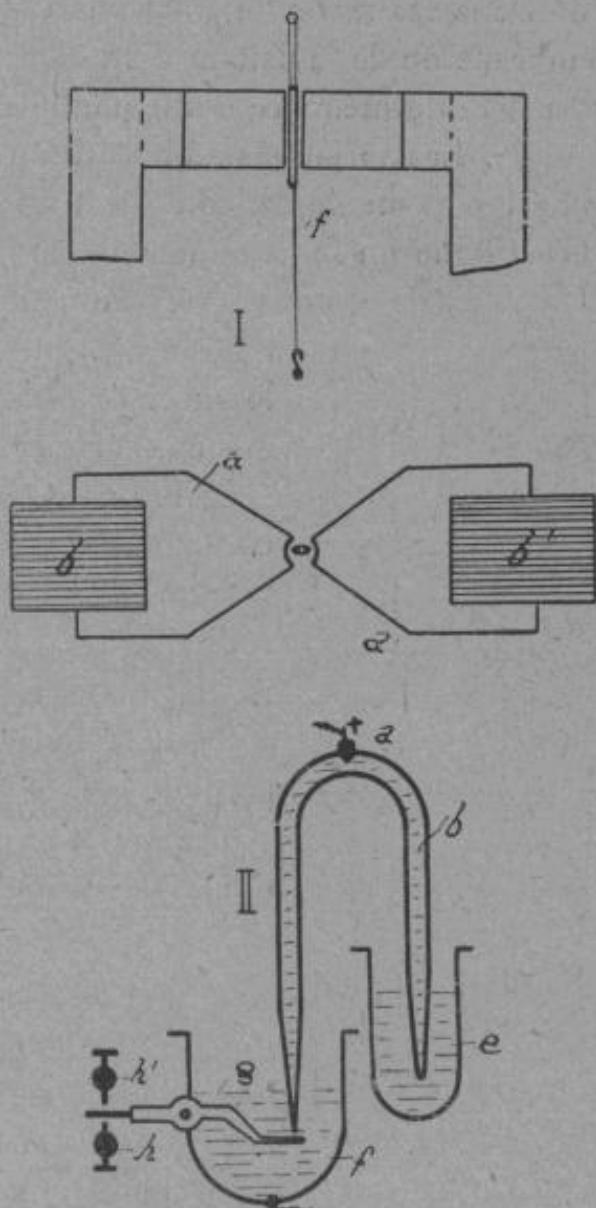


Fig. 119.

L'inscription est opérée ici d'une façon spéciale. Au lieu de l'enregistreur Morse ordinairement utilisé avec les autres relais, le cadre porte un style qui se déplace à faible distance du papier et réagit chimiquement; par suite la sensibilité est considérablement augmentée.

3° Dans les relais du troisième type, l'action mécanique de la membrane ou de la palette d'un relais analogue aux précédents, agit par l'intermédiaire d'une pointe sur un bloc de graphite par exemple. Les variations de la résistance de contact font varier le courant dans un circuit contenant un enregistreur sensible.

C'est donc un fonctionnement comparable au microphone.

Un relais de ce genre (dérivé du système Broca) comporte une

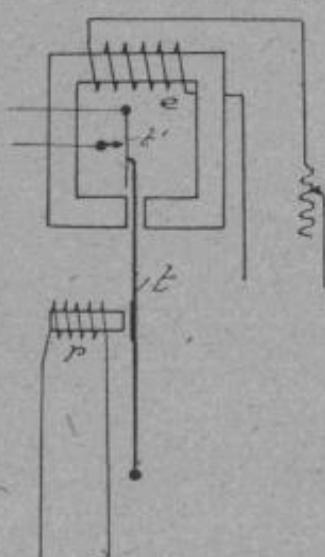


Fig. 120.

lame mince et longue *t* (fig. 120), maintenue en équilibre sur une deuxième lame *l'* grâce à l'action d'un électro-aimant *e*. Cet équilibre peut être détruit par un léger choc ou une attraction légère du petit électro-aimant *r* intercalé dans le circuit de réception; (cet électro-aimant peut être un récepteur téléphonique, dont la membrane agit sur la tige *t* par l'intermédiaire d'une pointe).

Les variations de pression ou les vibrations communiquées à la lame *t* feront varier la résistance du contact de la lame *l'* sur le plot. On pourra dans ces conditions actionner un récepteur Morse ou un type de récepteur plus sensible.

4° On a utilisé de nombreux autres types de relais combinés ou non avec des dispositifs d'enregistrements spéciaux.

Par exemple on a utilisé des jets de gaz réagissant sur un papier convenablement préparé, ou encore comme dans le relais Ortling à jet, une veine liquide d'encre déplacée par la pointe d'une mince membrane montée sur l'axe d'un galvanomètre.

Le dispositif électro-capillaire Arnorl est basé sur le fait que la capillarité, au point de contact entre le mercure et l'acide sulfurique dilué, varie, quand ce contact est soumis à une différence

de potentiel. Il est représenté en II (*fig 119*), l'extrémité du siphon *b* est très fine et le mercure contenu dans *b* ne s'écoule pas. Si entre le point *a* et le point *f* en contact avec l'acide sulfurique du vase, existe une différence de potentiel, des gouttes de mercure s'échappent de l'extrémité et frappent le levier *g* qui établit le contact *h'* sur une sonnerie, ou agit directement sur un style. Ce dispositif fonctionne en somme comme un relais d'un genre spécial; quoique sensible il présente trop d'inertie pour la radiotélégraphie.

Enfin on peut obtenir un enregistrement et une amplification hydrodynamique à l'aide du dispositif Charron. Ce dispositif est basé sur la sensibilité aux sons des jets gazeux enflammés ou non. Les oscillations sont reçues par un dispositif de réception quelconque avec récepteur téléphonique, mais on remplace le pavillon par un étroit ajutage destiné à concentrer les vibrations sur l'orifice d'un tube, par lequel sort un jet de gaz d'éclairage ou d'hydrogène. Ce jet est réglé de telle façon qu'il soit près de passer du régime calme au régime turbulent. Si l'on place au-dessus de l'ajutage l'orifice d'un tube assez large relié à une capsule de Koenig ou à un simple pavillon, quand le téléphone résonnera, il se produira un son intense, (avec un poste simple de réception, à 300 kilomètres de Paris, on a pu entendre distinctement à 30 mètres de distance, la Tour Eiffel).

Si la capsule de Koenig est accordée, il se produit des variations de pression suffisantes pour qu'on puisse enregistrer les signaux à l'aide d'un levier équilibré dont on pose la petite branche sur la membrane.

Les résultats sont différents suivant la nature du gaz.

Enfin on peut citer l'enregistrement par télégraphone Poulsen. Ce dispositif a été essayé avec les détecteurs à cristaux. On sait que le télégraphone Poulsen est basé sur l'aimantation variable d'un fil d'acier monté sur deux poulies, et qui développe, en passant devant les pôles d'un électro-aimant, des courants qui actionnent un récepteur téléphonique. Un aimant efface l'inscription après le passage.

Enregistreurs. — A part les enregistreurs spéciaux combinés directement pour recevoir les signaux, les différentes façons

d'enregistrer les signaux qui sont utilisés actuellement en radiotélégraphie se réduisent à quatre.

1^o Le récepteur Morse est encore utilisé. Il est alors connecté à un relais qui reçoit le courant du détecteur, par l'intermédiaire d'amplificateurs puissants.

Pour inscrire les traits, l'inertie de la palette peut être augmentée, soit par modification de l'hystérésis des noyaux, soit par intercalation d'une résistance aux bornes de l'électro-aimant.

2^o L'enregistrement phonographique encore utilisé par les grandes stations consiste à enregistrer les signaux sur un disque de phonographe. Pour cela on doit employer des relais spéciaux commandés par des amplificateurs.

3^o Actuellement le type d'enregistrement le plus employé est l'enregistrement photographique. Le dispositif de réception est relié à un relais à lame vibrante ou à corde, par l'intermédiaire d'amplificateurs à haute et basse fréquence.

Suivant le type de relais utilisé, il y a soit photographie des mouvements du fil de quartz du galvanomètre (relais à corde), soit photographie des déplacements d'un rayon lumineux (relais à miroir).

4^o Enfin des essais très concluants ont été faits avec les transmetteurs et récepteurs Baudot, Hughes et Creed ; on a même construit des machines spéciales transformant les signaux Morse reçus au récepteur Morse, en caractères imprimés.

Remarque. — Dans les postes modernes l'enregistrement automatique est absolument nécessaire, avec les transmissions rapides. On conçoit d'autre part que la rapidité de transmission diminue l'action des parasites atmosphériques.

De grands progrès ont été faits dans cette voie, en particulier les amplificateurs à très basse fréquence de MM. Abraham et Bloch, combinés avec des relais spéciaux, ont permis de réaliser sans peine des enregistreurs offrant toute sécurité.

Dans les grands postes modernes qui sont tous munis d'enregistreurs, et surtout d'enregistreurs photographiques, on utilise des cadres de réception reliés à plusieurs étages d'amplification à H. F. (de 5 à 7), suivis de quelques étages d'amplification à B. F. (de 3 à 4).

Tous ces organes sont munis de circuits sélectifs et de dispositifs anti-parasites. On peut ainsi aborder l'enregistrement photographique avec plus de sécurité.

Réception. — La réception peut être directe ou indirecte et les montages correspondent aux dispositifs déjà vus et employés pour la transmission.

Réception directe. — La réception directe est assez rarement utilisée à cause de la grande résistance du détecteur. On sait que pour recevoir dans de bonnes conditions des ondes d'une longueur donnée, il faut pouvoir accorder l'antenne de réception sur cette longueur d'onde. Quand l'accord est réalisé à l'aide d'une self et d'une capacité variable, les oscillations qui prennent naissance dans l'antenne ont une amplitude maximum.

Les montages *a* et *b* (fig. 121) indiquent le premier un montage direct avec détecteur *r* en

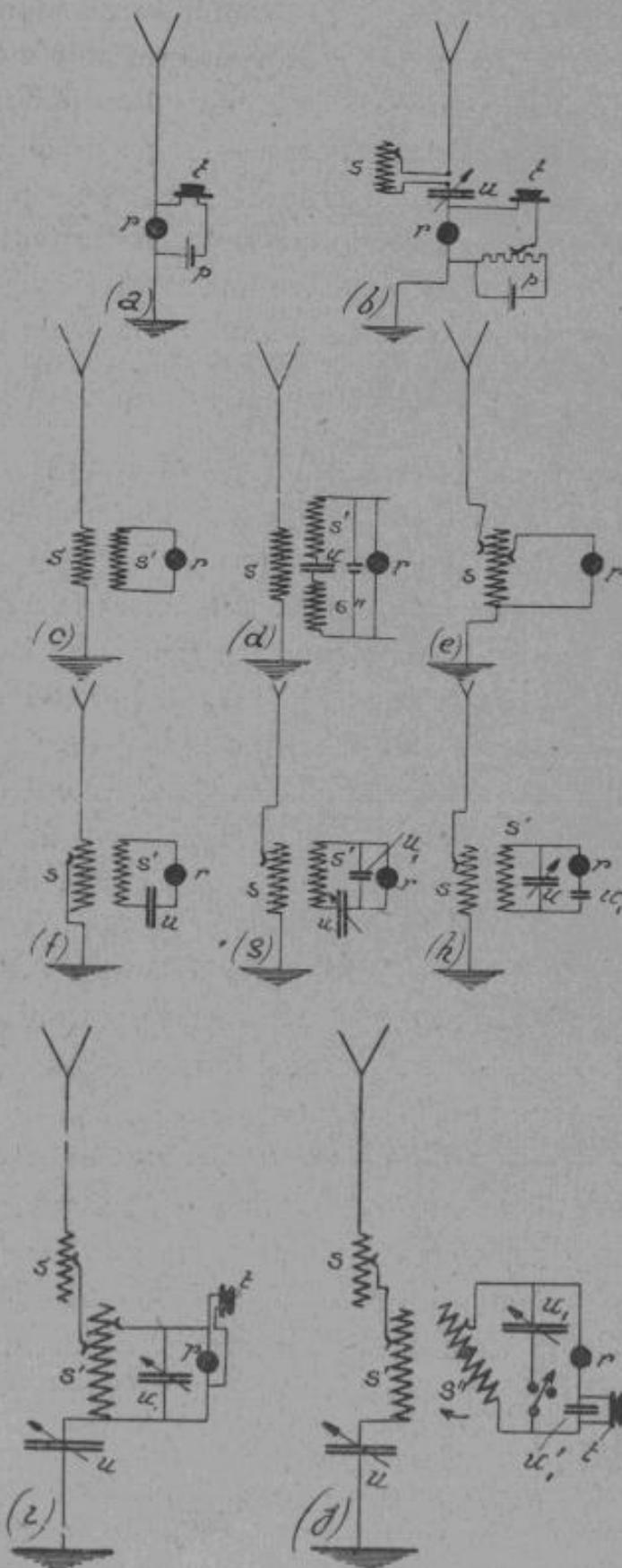


Fig. 121.

série dans l'antenne et récepteur téléphonique *t* monté avec source auxiliaire. Le second correspond à un dispositif d'accord avec self variable *s*, capacité variable *u* et détecteur *r*. La source auxiliaire est variable à l'aide d'un potentiomètre.

Réception indirecte. — Il est préférable pour éviter l'amortissement produit par le détecteur de constituer un circuit couplé avec le premier et dans lequel sera monté le détecteur.

Ce circuit secondaire peut être apériodique, dans ce cas on sait que le circuit n'est pas le siège d'oscillations propres (*c*) [$R^2 > \frac{4L}{C}$. *R* détecteur très grand et *C* de capacité, relativement grande si le circuit en contient (*f*)]. Il peut être oscillant et doit être accordé, pour obtenir un effet maximum, sur le circuit d'excitation antenne-terre.

Le circuit oscillant faiblement amorti peut être le jigger de Marconi (*d*), constitué par deux selfs *s* et *s'* couplées avec le circuit exciteur et reliées au condensateur *u* de grande capacité, ou condensateur d'arrêt (pour éviter la fermeture du circuit du détecteur, qui est, dans ce cas, un cohéreur *r*). Le condensateur de réglage est monté en dérivation. Il peut être encore (*f*) formé d'une self couplée avec le circuit primaire et contenant un condensateur *u*. Cette self peut être commune pour les deux circuits *s*. On a ainsi le montage Oudin ou par dérivation (*e*).

Dans ces montages, le détecteur est intercalé dans le circuit oscillant secondaire et modifie généralement l'amortissement de ce circuit. On évite cet inconvénient en shuntant le détecteur par un condensateur *u*, (*g*). Le condensateur *M* sert à effectuer les réglages.

On peut aussi monter un circuit apériodique contenant le détecteur (condensateur *u*, et détecteur *r*). Ce montage est le plus employé, on monte alors le récepteur téléphonique en dérivation sur le condensateur *u*, ou plus rarement aux bornes du détecteur (on peut admettre que le condensateur *u*, diminue l'impédance du circuit du récepteur).

La figure *i* représente un montage complet de réception indirecte par dérivation ou montage Oudin. La figure *j* représente un montage par induction ou montage Tesla.

Dans la majorité des postes de réception actuels, on combine les deux montages Oudin et Tesla ; des commutateurs convenablement placés permettent de passer facilement de l'un à l'autre montage.

Remarques sur les circuits trieurs. — Des dispositions spéciales ont été étudiées pour permettre l'élimination d'oscillations à longueurs d'onde très rapprochées. Par suite ces combinaisons peuvent aussi être utilisées contre les parasites.

Le principe consiste à intercaler (fig. 122) un circuit oscillant intermédiaire (1) entre le primaire et le secondaire. Les seuls inconvénients sont de réduire l'énergie reçue et de rendre les réglages difficiles. En effet pour régler les circuits, il faut d'abord supprimer le circuit (1) et recevoir avec les circuits primaire et secondaire couplés en couplage très lâche, on intercale ensuite le circuit intermédiaire.

Le condensateur C doit être monté en parallèle pour la réception des petites ondes.

Réglages de la réception. — 1^o *Montage direct.* — Dans ce cas il suffit de manœuvrer la self et la capacité variable de façon à entendre un son maximum.

2^o *Montage en dérivation.* — On modifie la self du circuit primaire S' (fig. 121-1) et la capacité u , de façon à régler le circuit primaire sur la transmission. Quand on perçoit un son maximum on règle le secondaire sur le primaire en variant la valeur de s' et la capacité u , jusqu'à ce qu'on obtienne l'audition maximum. Si l'on n'a aucune indication sur la longueur d'onde, on donne au secondaire une valeur arbitraire, et on règle le primaire en variant la self primaire et la self s' . On opère dans les deux cas par tâtonnements.

3^o *Montage par induction.* — Comme les appareils de cette catégorie sont étudiés pour certaines longueurs d'ondes on opère avec moins de tâtonnements

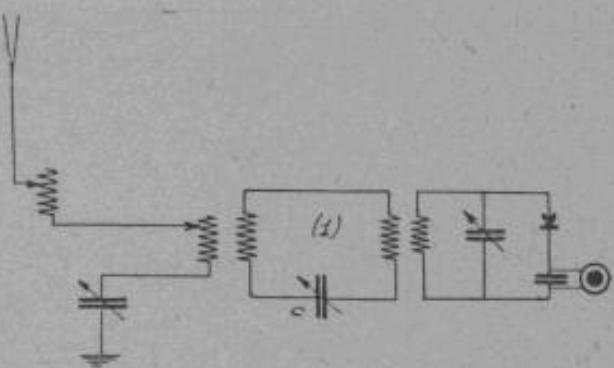


Fig. 122.

En général, comme nous venons de le dire pour les postes de réception ordinaires, le montage est étudié de façon à pouvoir passer de la réception induction à la réception par dérivation. Cette disposition a l'avantage d'éviter les tâtonnements et les réglages simultanés de l'accord du primaire sur la transmission, du secondaire sur le primaire, et du couplage, l'accouplement d'un système récepteur par dérivation étant moins lâche.

Le dispositif C. G. R. utilisé par les postes de guerre est encore très commode. Il est représenté en *j*. Le secondaire peut être rendu apériodique pour permettre la recherche d'une transmission. On opère de la manière suivante : Après avoir rendu le secondaire apériodique et amené la bobine *s''* au couplage maximum, on règle le primaire de façon à entendre un son maximum, on diminue ensuite le couplage, et on rend le secondaire oscillant puis on le règle en variant la self secondaire et la capacité secondaire.

Il faut remarquer que toute variation de couplage peut entraîner une réaction du secondaire sur le primaire, et par conséquent amener un désaccord.

Les réglages les meilleurs correspondent pour le primaire à la plus petite self et la plus grande capacité, parce que l'accouplement est faible. Pour le secondaire la self doit être grande parce qu'elle correspond à un faible amortissement et à une grande différence de potentiel aux bornes.

Remarque. — Un montage assez fréquemment utilisé pour augmenter la longueur d'onde d'un circuit primaire sans employer de trop grandes bobines, consiste à shunter la bobine ou self d'antenne par une capacité. Cette capacité peut être considérée comme ajoutée en parallèle à celle de l'antenne. C'est le montage en volant.

Conditions de fonctionnement du téléphone. — On sait qu'un récepteur téléphonique se compose en principe d'un aimant permanent qui constitue l'armature d'un électro-aimant agissant sur le champ de l'aimant quand il est excité. Ce champ se ferme par une plaque de fer doux qui vibre et rend un son.

Le flux magnétique a donc déjà une valeur φ (*fig. 123*) qui a pour but de rendre la fréquence des attractions égale au courant

reçu et d'augmenter la sensibilité. Cette sensibilité est d'autant plus grande que φ se trouve en dessous du coude de la courbe du magnétisme. Un courant i passant dans les bobines de l'électro-aimant produira une variation φ , relativement grande qui déformera la plaque. Ce courant i doit être très faible pour que le téléphone soit sensible. Cela se conçoit facilement si l'on considère la courbe (1). Pour un courant i_0 , il faut que l'ordonnée maximum de la courbe soit plus grande que i_0 . La réception a sera entendue mais b ne fera pas vibrer la plaque du téléphone.

Les courants décelés par un téléphone sont de l'ordre de un centième de micro-ampère, mais si ces courants sont continuellement inversés, ils n'auront pas d'effet sur la plaque vibrante par suite de son inertie, même s'ils en avaient, les vibrations de la plaque ne donneraient pas de sons perceptibles à l'oreille pour les courants de T. S. F.

D'autre part les enroulements présentent aux courants de haute fréquence une réactance de self-induction ωL trop considérable et le courant serait trop faible. On a adjoint le détecteur, qui fonctionne comme redresseur de courant, produisant ainsi par trains d'oscillations

une série de chocs qui agissent comme un choc unique, en déformant la plaque. Le son produit dépendra de la fréquence des trains.

Syntonie. — Si l'on trace la courbe de résonance d'un système

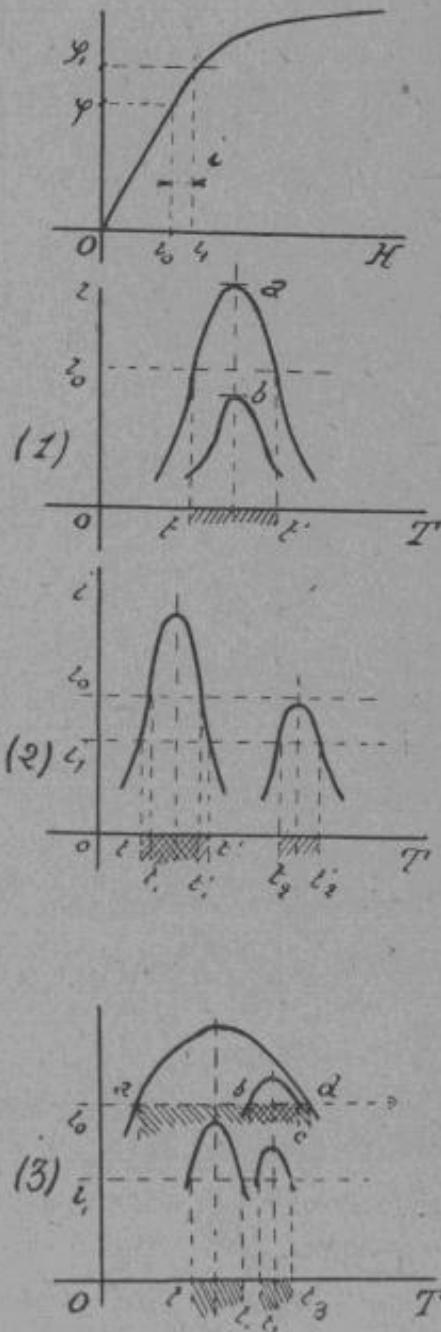


Fig. 123.

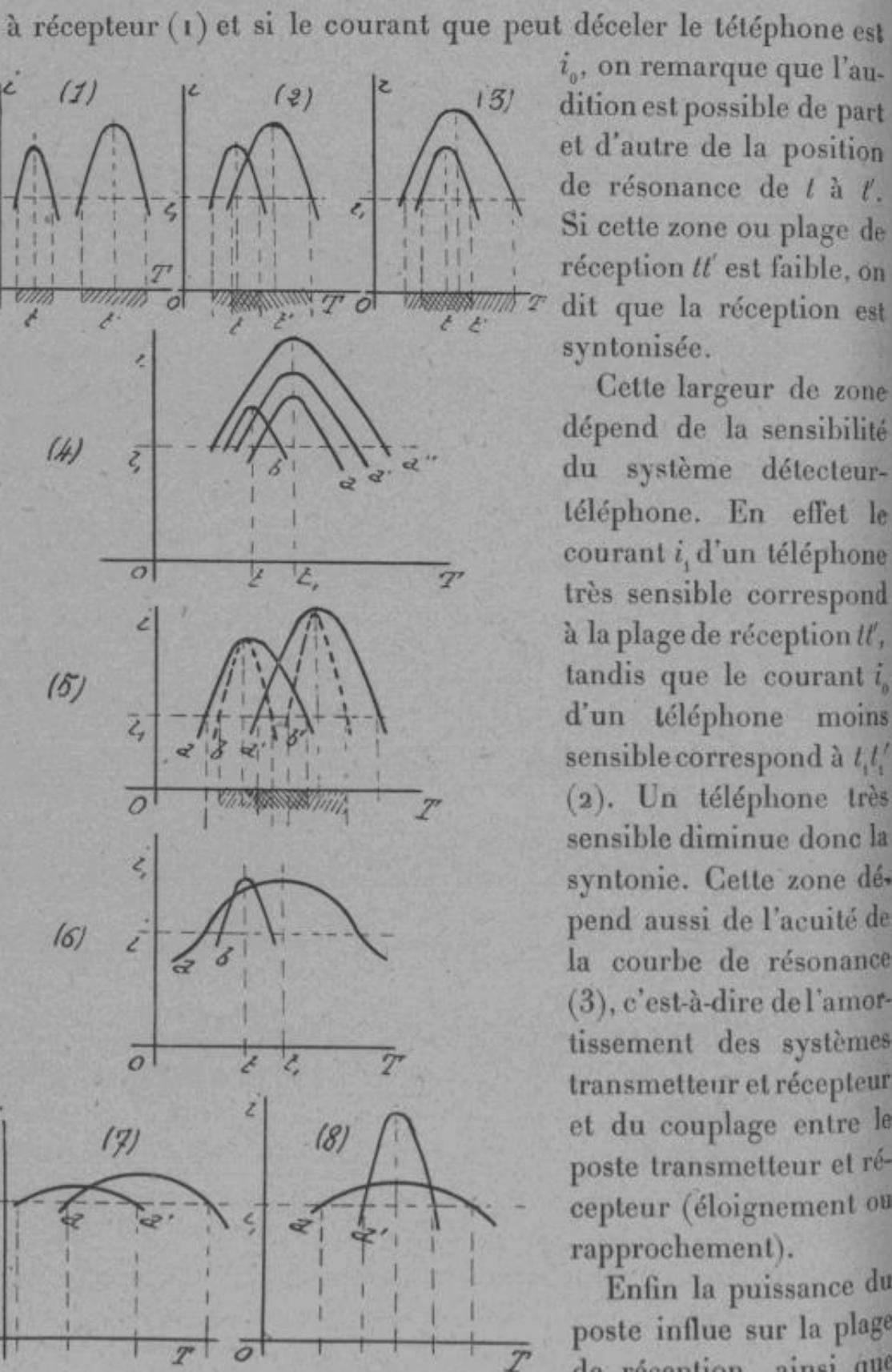


Fig. 124.

de réception, si la réception est indirecte.

i_0 , on remarque que l'audition est possible de part et d'autre de la position de résonance de t à t' . Si cette zone ou plage de réception tt' est faible, on dit que la réception est syntonisée.

Cette largeur de zone dépend de la sensibilité du système détecteur-téléphone. En effet le courant i_1 d'un téléphone très sensible correspond à la plage de réception tt' , tandis que le courant i_2 d'un téléphone moins sensible correspond à $t_1t'_1$ (2). Un téléphone très sensible diminue donc la syntonie. Cette zone dépend aussi de l'acuité de la courbe de résonance (3), c'est-à-dire de l'amortissement des systèmes transmetteur et récepteur et du couplage entre le poste transmetteur et récepteur (éloignement ou rapprochement).

Enfin la puissance du poste influe sur la plage de réception, ainsi que le couplage du poste

Réceptions simultanées. — Il doit être possible d'éliminer une transmission gênante de longueur d'onde différente de celle que l'on désire recevoir.

Si l'on suppose deux émissions (*fig. 124, 1*) représentées par leurs courbes de résonance, la séparation dépendra de l'écart entre les deux périodes des émissions. En 1 les deux plages de réception sont nettement séparées, les périodes t et t' sont très différentes. En 2 on a une zone commune de réception. En 3 la séparation est impossible, à moins d'employer un téléphone moins sensible. La période t est peu différente de t' .

La possibilité de séparation dépendra aussi de la valeur des ordonnées maxima (4) et des amortissements relatifs des circuits d'émission et de réception (5).

L'élimination est impossible dans le cas du schéma 6.

Le schéma 7 correspond à des courbes de résonance très amorties, où la séparation est difficile (émission et réception directe).

Le schéma 8 correspond à une transmission peu amortie a' et une réception apériodique a (réception indirecte); on sait que cette réception convient très bien pour la recherche des transmissions.

Remarque. — L'emploi d'un amplificateur revient en somme à considérer un téléphone très sensible. Son emploi est justifié pour les grandes distances entre postes.

Choix du système de réception. — D'après ce que l'on vient de voir, le choix du système de réception dépendra de nombreuses constantes (genre du poste, service, portée, postes rapprochés, etc.).

Pour un poste transmetteur à fort amortissement (cas de deux oscillations de couplage), il y aura avantage à se servir d'un système de réception indirecte avec secondaire oscillant.

Pour un poste transmetteur à faible amortissement, on pourra utiliser un système de réception indirecte à secondaire apériodique. Dans les deux cas, il est préférable d'employer un système récepteur à couplage par induction avec réception auxiliaire en Oudin pour la recherche des postes.

Organes d'un poste récepteur. — Les organes généraux tels que antennes, prises de terre, ont déjà été étudiés au chapitre de la transmission. Notons seulement que pour des réceptions à faible distance des postes d'émission, on peut utiliser des lignes téléphoniques ou des lignes d'énergie, à condition de monter un condensateur entre la ligne et la terre pour éviter la mise à la terre des circuits téléphoniques ou d'énergie.

Condensateurs. — Les condensateurs se composent de feuilles d'étain séparées par des feuilles de papier paraffiné ou des lames de mica. On peut aussi employer des feuilles minces de zinc. En empilant plusieurs éléments, on constitue un condensateur de capacité plus ou moins grande (fig. 125). On peut à l'aide de condensateurs fixes, et suivant le nombre d'éléments couplés, obtenir un condensateur variable, en reliant les capacités de plus en plus grandes aux plots d'un commutateur.

Les condensateurs des postes de réception ordinaires sont de faible capacité (0,01 microfarad au maximum).

Enfin le condensateur peut être réglable directement; il comporte en principe des lames mobiles *g* montées sur un axe, qui se déplacent entre des lames fixes *a*; le diélectrique étant l'air, ou bien un liquide.

Deux méthodes sont employées pour la construction de ces condensateurs; on peut découper les encoches dans un bloc de métal, généralement en aluminium, à l'aide d'une fraise; on obtient plus de régularité dans les espaces, qu'avec la méthode

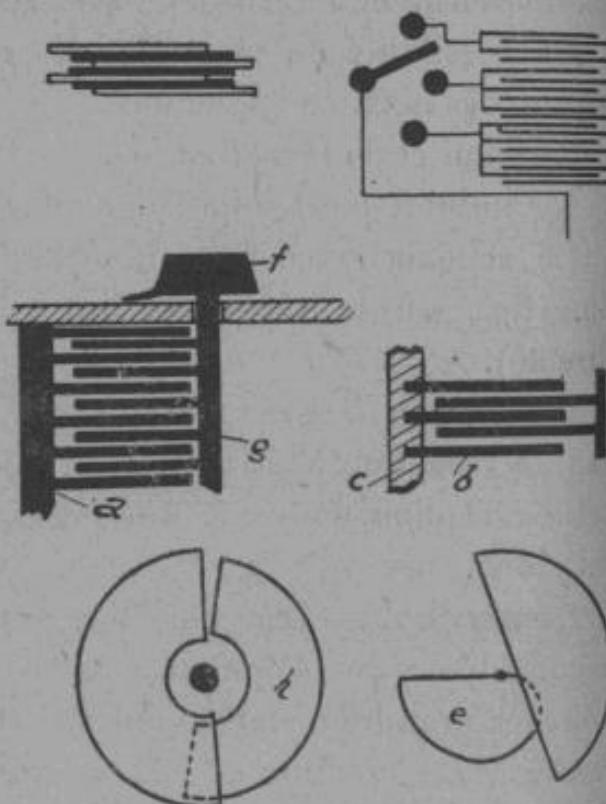


Fig. 125.

consistant à rapporter les lames *b* dans un châssis *c*. Cette dernière construction est plus simple, en particulier les lames *b* étant maintenues à intervalle fixe, on forme un châssis en coulant du plomb dans un moule approprié.

Le montage de la partie mobile, le réglage et l'isolement présentent les plus grandes difficultés. En général on interpose une plaque de verre entre le support et la partie tournante.

La courbe de la capacité a une allure parabolique pour un condensateur à air *h*. Pour des lectures proportionnelles par exemple à cette capacité (ondemètres), il serait préférable que la forme de la courbe soit une droite. On peut y arriver à l'aide de plaques de forme spéciale *e*.

Selfs. — Les selfs du système de réception doivent être généralement variables. On peut les constituer à curseurs ou à plots.

Dans le premier cas, on enroule sur un cylindre en bois ou en carton par exemple, une couche de fil de $0^{\text{mm}},6$ à 1^{mm} , à spires jointives. On imprègne ensuite l'enroulement d'un vernis à la gomme laque bien séché. Un curseur monté sur une tige de section carrée prend contact sur la partie des spires mise à nu (*fig. 126*). L'inconvénient de ce système est que les points de contact sont défectueux, parce que le curseur est trop pressé ou appuie mal. Pour les montages Oudin, on utilise deux tiges à angle droit avec deux curseurs.

Un système plus commode consiste à obtenir la variation de self à l'aide de commutateurs. On peut ainsi monter deux commutateurs, l'un relié de 5 en 5 ou de 10 en 10 spires et l'autre de 1 en 1 spire.

C'est ce dernier dispositif qui est le plus employé par les constructeurs. Il permet justement d'utiliser des fils formés de brins isolés ou non, les uns par rapport aux autres, présentant par là même, une moindre résistance aux courants de H. F. Par contre il y a lieu d'éviter la réaction entre fils qui varie la self-induction. Ceci se produit si les connexions des bobines aux plots sont réunies en paquets.

On peut réaliser le couplage par induction de différentes manières. Les deux bobines peuvent être concentriques et l'une

d'elles peut se mouvoir horizontalement (*fig. 127*). On fait varier ainsi l'induction mutuelle entre les bobines.

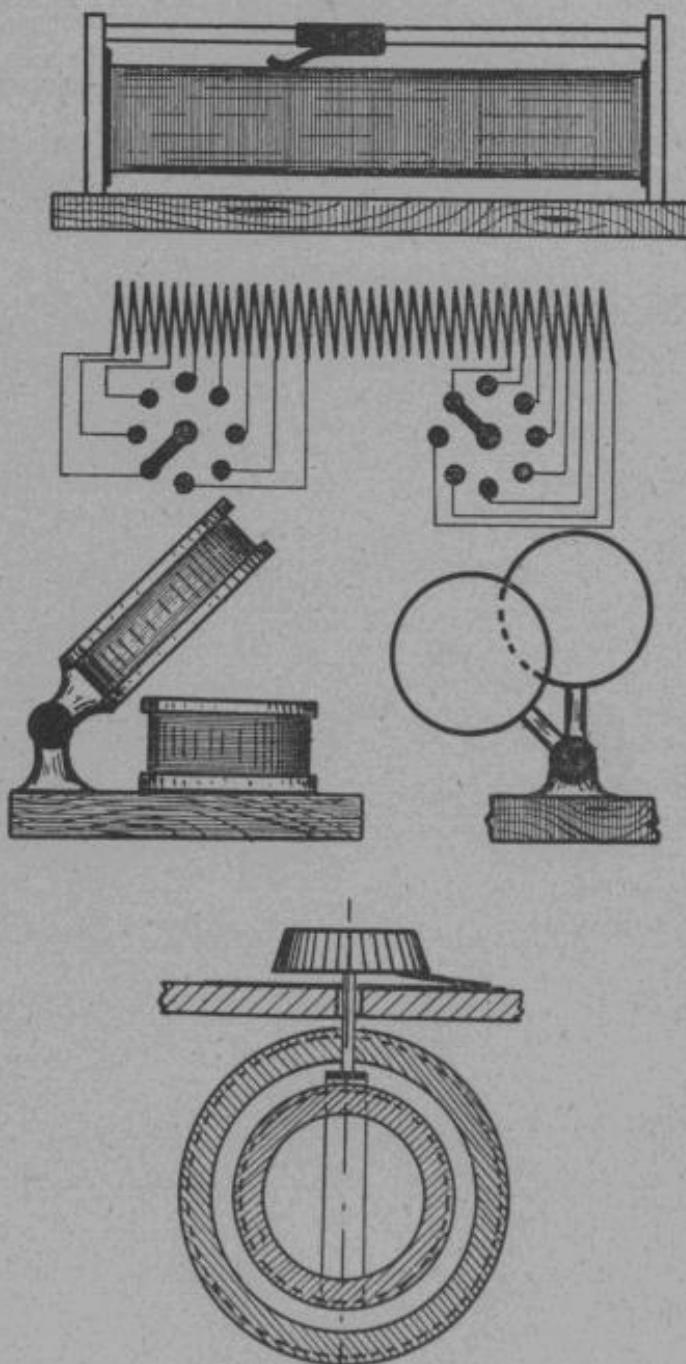


Fig. 126.

On peut aussi réaliser un système de deux bobines plates (*fig. 126*), et faire pivoter l'une d'elles suivant les deux dispositions de la figure.

Enfin on se sert aussi de deux bobines concentriques dont l'une est montée sur un axe perpendiculaire à l'axe des centres.

Les selfs d'antenne sont montées comme les selfs des circuits de réception, soit à curseurs, soit à plots ; le fil employé ne doit pas être trop fin, il varie entre $7/10$ et $10/10$.

On peut aussi utiliser des variomètres construits comme on l'a dit précédemment, ou bien encore simplement constituer deux bobines dont le couplage peut varier.

Une bobine de self ronde peut être calculée très simplement par la formule suivante (*T. S. F. moderne*):

$$L = K(\pi dn)^2 \times l,$$

à condition qu'elle n'ait qu'une seule couche de fil.

L = self en centimètres (unité C. G. S.).

d = diamètre de la bobine en centimètres.

n = nombre de spires par centimètre.

l = longueur de la bobine en centimètres.

K est un facteur de correction dépendant du rapport $\frac{d}{l}$.

Si $\frac{d}{l}$ varie de 0,01 à 0,10	$K = 0,9773$
— 0,10 à 0,20	— 0,937
— 0,20 à 0,30	— 0,900
— 0,30 à 0,40	— 0,869
— 0,40 à 0,50	— 0,832
— 0,50 à 0,60	— 0,800
— 0,60 à 0,70	— 0,774
— 0,70 à 0,80	— 0,747
— 0,80 à 0,90	— 0,722
— 0,90 à 1	— 0,699
— 1 à 2	— 0,595
— 2 à 3	— 0,471
— 3 à 4	— 0,394
— 4 à 5	— 0,340

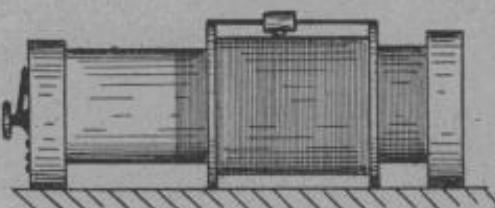


Fig. 127.

Enroulements spéciaux. — Dans les postes de réception actuels, on a intérêt à réduire l'encombrement des enroulements. En particulier avec les grandes longueurs d'onde, cet encombrement devient tel qu'il y a lieu d'employer des bobines à plusieurs couches de fil. Mais dès que l'on emploie des bobines à couches superposées, la capacité de la bobine elle-même augmente et devient assez grande pour empêcher tout réglage.

On a été conduit à adopter des enroulements spéciaux, dont nous décrirons quelques types principaux.

- 1) Le bobinage à spires chevauchantes (*fig. 128*) consiste à établir un enroulement à spires superposées, mais se pénétrant mutuellement. La figure 128 représente l'ordre des spires pour deux et trois couches. Il sera facile de déduire l'enroulement et l'ordre des spires pour plus de trois couches, en remarquant qu'on doit établir d'abord une pyramide, contre laquelle viennent s'appuyer en gradins les spires suivantes.

2) L'enroulement dit « inductance à nid d'abeille » est un enroulement convenant pour les grandes selfs. Il exige la construction d'un cylindre de bois *c* muni de pointes *p* (*fig. 129*).

Le bobinage consiste à effectuer un croisement régulier des spires autour des pointes (suivant la forme *a*).

Après que les différentes couches auront été placées, il suffira d'enlever les pointes et le cylindre de bois, mais au préalable pour maintenir les fils en place on devra gommelaquer l'ensemble.

De nombreuses autres dispositions dérivent de ce bobinage.

3) L'enroulement dit « enroulement à fond de panier » est le plus simple à réaliser.

Le bobinage s'opère sur un disque *c* en carton ou en isolant,

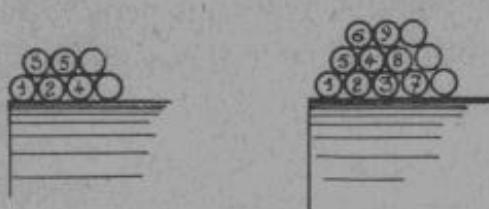


Fig. 128.

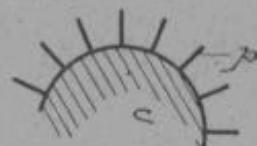
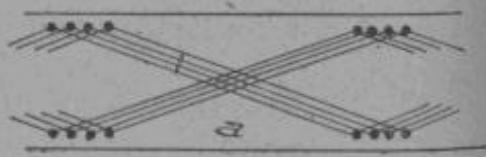


Fig. 129.

comprenant un nombre impair d'ailettes a (fig. 130) séparées par des gorges assez larges. Le fil est passé successivement derrière et devant les ailettes, de telle façon à ce que les croisements s'opèrent dans les gorges (f).

Tous ces types d'enroulements peuvent être adoptés pour les montages par induction ; il suffit de les monter sur des supports mobiles ou sur des volets réunis par des charnières. Par contre ils ne se prêtent pas facilement aux fractionnements.

L'enroulement « en fond de panier » permet la construction de variomètres très pratiques.

Récepteurs téléphoniques. — Les récepteurs sont les mêmes que ceux utilisés en téléphonie, mais la résistance est beaucoup plus grande.

500 ohms, détecteurs électrolytiques.

1 500 — cristaux.

4 à 5 000 — tubes à vide.

Les écouteurs sont au nombre de deux, montés en série, et disposés sur des casques.

En télégraphie sans fil, on doit rechercher à réduire le plus possible les pertes. Pour cela il faut utiliser des tôles fines en fer

très doux, de haute perméabilité et à faible coefficient d'hystérésis.

La plaque vibrante doit être très légèrement amortie de façon à donner la note imposée par les trains d'oscillations, et non sa note propre.

Il faut remarquer que la résistance d'un récepteur doit être du même ordre de grandeur que celle du circuit sur lequel il est branché.

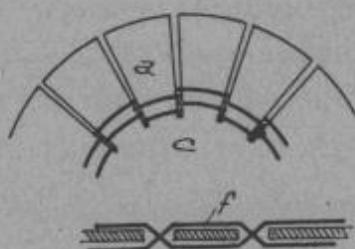


Fig. 130.

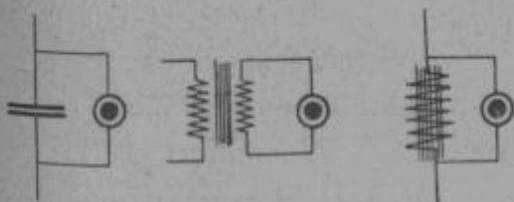


Fig. 131.

Pour éviter la dépolarisation des noyaux et pour augmenter la sensibilité et permettre le passage des courants à haute fréquence dans le cas de récepteurs intercalés dans les circuits des tubes à vide, on utilise un des montages de la figure 131, soit avec condensateur en parallèle, soit avec self, soit avec transformateur de liaison (rapport 1 à 1,5).

Haut-parleurs. — Les postes de réception modernes utilisent le haut-parleur, en particulier les amplificateurs obtenus en radiotéléphonie sont très appréciables, mais par contre manquent de netteté.

A ce manque de netteté vient s'ajouter une déformation, due aux fréquences propres de vibration des organes vibrants, qui donne à la voix un ton nasillard très désagréable.

Les haut-parleurs doivent être montés à la suite d'amplificateurs assez puissants (3 lampes H. F. 2 B. F. en général, suivant la distance entre les postes de transmission et de réception).

On distingue en principe :

Renforçateurs de sons.

Haut-parleurs électromagnétiques.

Haut-parleurs microphoniques.

Haut-parleurs électrostatiques.

Les renforçateurs de sons sont de simples pavillons métalliques

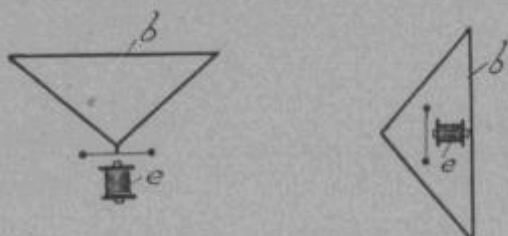


Fig. 132.

de formes variables, montés sur les récepteurs téléphoniques ordinaires, ou sur des récepteurs spéciaux. S'il y a renforcement de son, il y a aussi déformation de la voix parce qu'il peut y avoir résonance avec le son fondamental du pavillon ou de l'espace d'air compris dans l'enveloppe ; de toute façon il y a dissipation et modification du son transmis.

Le diffuseur Pathé (fig. 132) est un simple cône *b* en matière non métallique qui vibre sous l'influence de l'armature d'un récepteur téléphonique *e*. Cette armature peut agir, soit sur une

pointe fixée à l'extrémité du cône, soit sur l'espace d'air compris dans le cône.

La première disposition augmente l'intensité mais diminue la netteté, au contraire dans la seconde la netteté est plus grande mais l'intensité est moindre.

Les haut-parleurs électromagnétiques sont des récepteurs spéciaux montés avec pavillons renforçateurs de son.

Ces récepteurs sont de deux types :

Dans les uns (Brown, etc...) l'électro-aimant *e* (fig. 133) agit sur une armature *c*, reliée à un diaphragme conique *b* en aluminium. Cette membrane *b* est réglable.

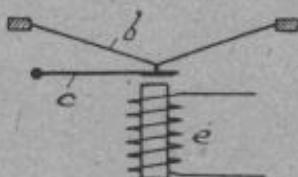


Fig. 133.

Dans les autres (fig. 134), on utilise un champ magnétique auxiliaire produit par un électro-aimant *e*. Une petite bobine *b* de forme variable (1 et 2) est placée entre les pôles de l'électro-aimant et est reliée à une membrane vibrante *v* (magnavox, téléméaphone, etc...).

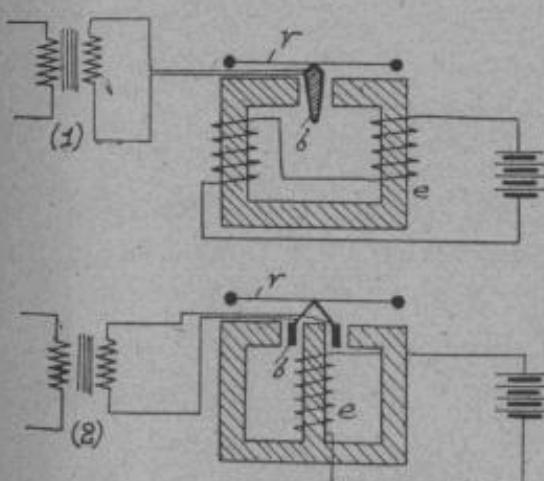


Fig. 134.

auxiliaire produit par un électro-aimant *e*. Une petite bobine *b* de forme variable (1 et 2) est placée entre les pôles de l'électro-aimant et est reliée à une membrane vibrante *v* (magnavox, téléméaphone, etc...).

Ces appareils ne renforcent que les émissions déjà fortes, ils exigent donc des amplificateurs puissants.

Les haut-parleurs microphoniques sont des récepteurs en liaison avec des contacts microphoniques. Le principe est identique à celui indiqué au chapitre des relais. Ils n'ont en général pas donné de résultats intéressants.

Les haut-parleurs électrostatiques basés sur un principe relativement récent n'ont pas encore donné de résultats très satisfaisants en pratique.

On sait que deux armatures d'un condensateur chargé s'attirent, et que l'attraction dépend de la tension de charge ; cette attraction est d'autant plus grande que l'écart entre les armatures est petit.

On utilise deux lames métalliques dont l'une est mobile et reliée à un diaphragme et l'autre fixe ; le diélectrique est formé par un isolant imparfait (ardoise calcaire, pierre lithographique, etc...).

Le dispositif est représenté (fig. 135). On a utilisé dans ce cas, un disque e en isolant imparfait qui tourne à raison de 25 tours par minute, et une lame métallique t entourant le disque et reliée à un diaphragme s . On est obligé d'adoindre une tension de polarisation pour obtenir une marche régulière.

Montages pratiques avec cohéreurs. — Le montage le plus

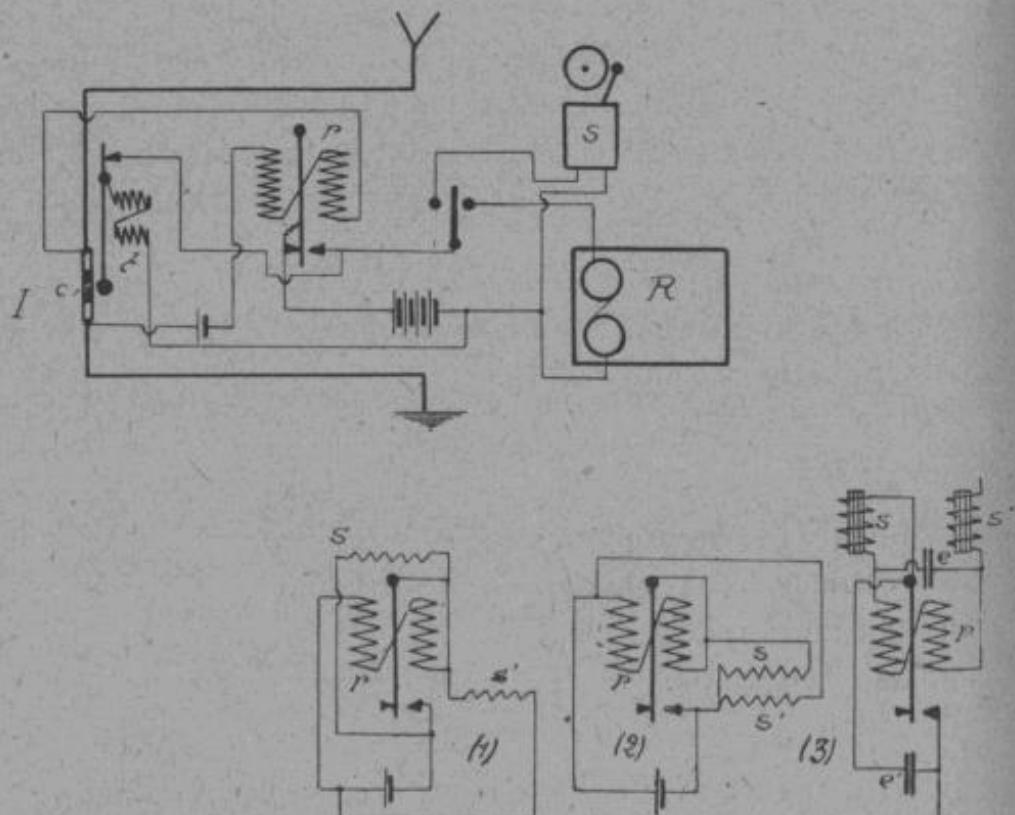


Fig. 136.

simple est représenté (fig. 136, 1). C'est un montage en direct permettant d'intercaler une sonnerie s et un récepteur Morse.

On remarque qu'il peut se produire au frappeur, au relais, et à la sonnerie, des étincelles capables d'influencer le cohéreur. Pour remédier à cet inconvénient, on monte des résistances dépourvues de self-induction en shunt sur les enroulements ; elles ont pour effet de réduire la force électromotrice de self-induction à chaque rupture brusque des circuits.

Les montages 1, 2 et 3 indiquent la disposition des shunts sur le relais.

Dans le schéma 3, on utilise des condensateurs qui doivent être convenablement calculés, et des petites bobines de réaction s et s' . Cette disposition est généralement utilisée pour le récepteur Morse.

On préfère les simples résistances non inductives pour les autres organes. Ces résistances sont constituées par un fil de grande résistance (maillechort-ferro-nickel) plié en deux et dont les deux bouts sont ramenés l'un sur l'autre.

On a employé aussi à la place de résistances non inductives des piles de polarisation, sortes de petits voltamètres en tension, polarisés au repos par la pile locale, et se dépolarisant au moment du passage de l'extra-courant.

Pour éviter l'action d'émissions voisines, le tube et le frappeur peuvent être enfermés dans une boîte métallique.

Le montage représenté en II (*fig. 137*) est un montage indirect avec jigger, formé de deux demi-secondaires S symétriques enroulés sur une bobine en bois paraffinée. Le primaire P en gros fil recouvre la partie centrale de la bobine. Deux petites bobines a et a' sont intercalées dans le circuit du cohéreur pour éviter la diffusion des oscillations. Le réglage de la force électromotrice nécessaire au cohéreur est opérée à l'aide d'un réducteur de potentiel aa' (réglages nécessaires à 0° , 1 près). Les deux résistances a et a' sont montées en série et peuvent varier à l'aide de curseurs.

De nombreux autres montages ont été utilisés ; celui de la figure 137, III, correspond au montage de la compagnie Téléfunken.

Le frappeur est actionné directement par le relais et non par sa vibration propre. Les piles de polarisation sont montées aux bornes du Morse et du frappeur, enfin on peut donner deux sensibilités au relais à l'aide du commutateur g .

Réglages pratiques. — Les réglages portent sur les parties mécaniques et électriques.

Le frappeur devra être réglé de telle façon qu'il décole rapi-

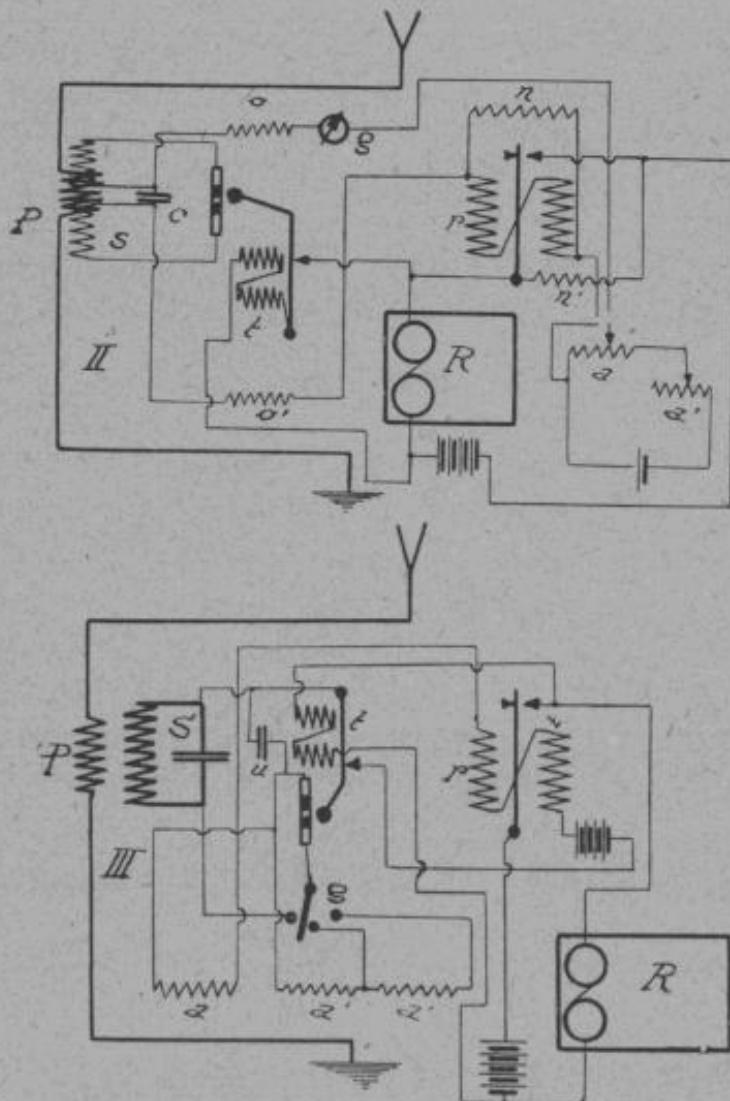


Fig. 137.

dement la limaille. Il faut régler la position du tube et éviter le collage de l'armature de l'électro-aimant. Il faut en outre éviter de produire une cohération accidentelle du tube, et pour cela le choc doit avoir lieu avant la rupture du contact. Ces réglages sont nécessaires même si le frappeur possède des shunts.

Les réglages des relais varient suivant les systèmes utilisés. En principe on règle d'abord la force électromotrice de la source

auxiliaire, et si c'est un relais polarisé, on agit sur les vis de réglage de la palette pour lui donner une sensibilité suffisante, de telle façon que l'action se produise instantanément. Les contacts doivent être très rapprochés (environ $\frac{1}{2}$ millimètre).

Pour les relais à contact mobile, les réglages portent sur l'action du ressort amortisseur et sur les contacts.

Il est d'ailleurs facile d'opérer les divers réglages à l'aide d'un buzzer (voir montages des détecteurs à cristaux), ou d'une simple sonnerie sans timbre. Les étincelles de rupture suffisent à opérer la cohérence du tube.

Montages pratiques avec détecteurs électrolytiques. — On peut monter un détecteur électrolytique en direct (fig. 138), en intercalant self et capacité, pour permettre le réglage de la résonance. La source auxi-

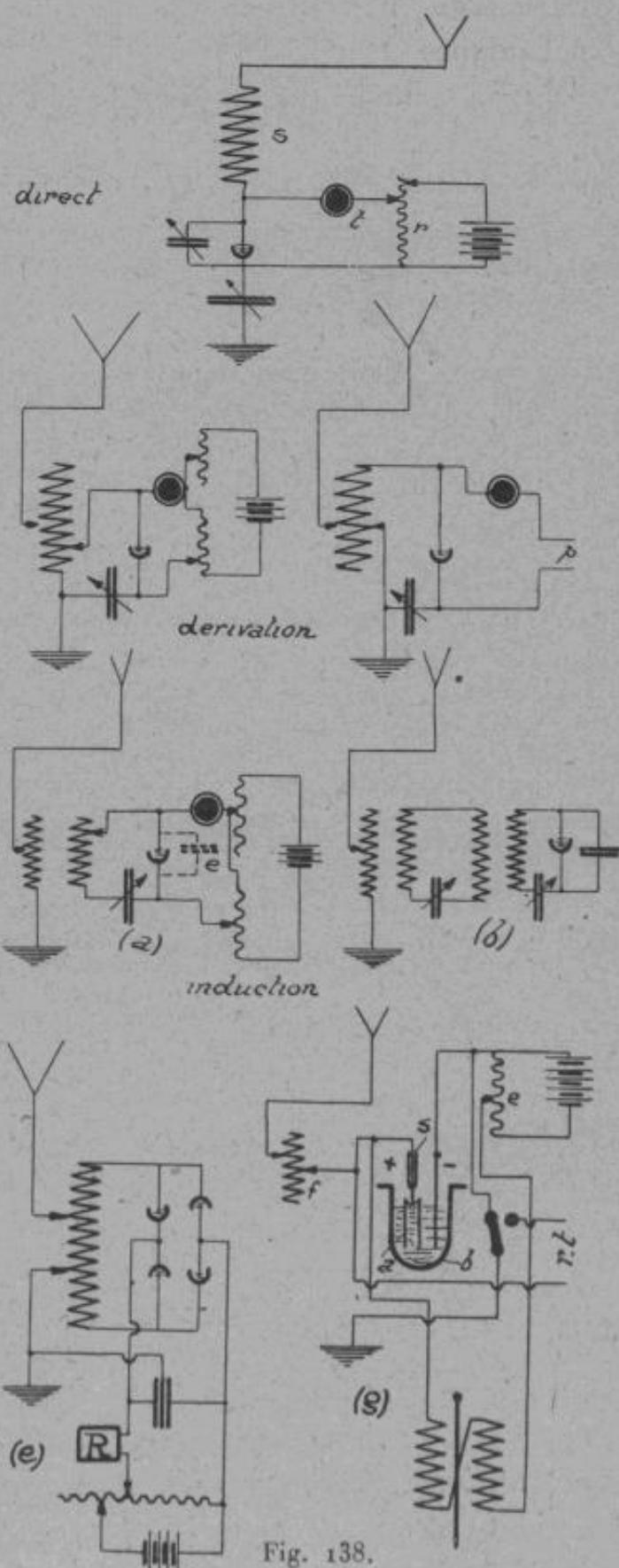


Fig. 138.

liaire est reliée au détecteur par l'intermédiaire d'un réducteur de potentiel r . Le pôle positif doit dans tous les cas être relié à l'électrode fil de platine. Ce type de réception est peu employé.

En utilisant un solénoïde à deux curseurs et en montant le détecteur comme le montre la figure, on réalise un montage indirect par dérivation. Le condensateur intercalé sert uniquement à éviter que la source auxiliaire soit mise en court-circuit. Il ne laisse pas passer le courant continu, mais ne s'oppose pas au passage des oscillations. Le réducteur de potentiel est indispensable.

Le deuxième montage par dérivation est équivalent au premier, mais permet un réglage plus facile.

Dans le montage par induction on intercale le détecteur dans le secondaire (*a*). Le condensateur e monté en shunt sur le détecteur n'est généralement pas variable. Pour recevoir des longueurs d'onde variables, il est nécessaire que la self secondaire soit elle-même variable. Malgré cela la gamme des longueurs d'onde que l'on peut recevoir est réduite. On utilise alors des selfs interchangeables. Si dans le montage par induction, le condensateur variable présente une très grande capacité, le circuit est apériodique.

Le montage (*b*) indique une disposition due à M. Stone avec circuit oscillant intermédiaire.

On a aussi étudié des montages spéciaux permettant l'enregistrement.

La figure (*c*) indique un montage utilisé par la C. G. R. avec 4 détecteurs électrolytiques permettant l'effet de soupape dans les deux sens. Un double condensateur permet de régler les circuits. Le relais R est monté avec un potentiomètre aux bornes du condensateur.

La figure (*d*) représente le montage du relais Tauleigne avec détecteur électrolytique à tube capillaire a et à pointe plongeante S (voir relais). Un commutateur permet de passer sur réception au son rt , ou sur réception avec enregistrement. Un réducteur de potentiel c est indispensable, la force électromotrice nécessaire variant entre 3^v et 3^v,5.

Réglage pratique. — Le réglage pratique comporte deux

opérations : la mise en résonance des circuits et le réglage de l'électrolytique.

Pour un détecteur électrolytique en bon état de marche, on augmente légèrement la tension appliquée aux bornes jusqu'au moment où le téléphone rend un son (bourdonnement), moment

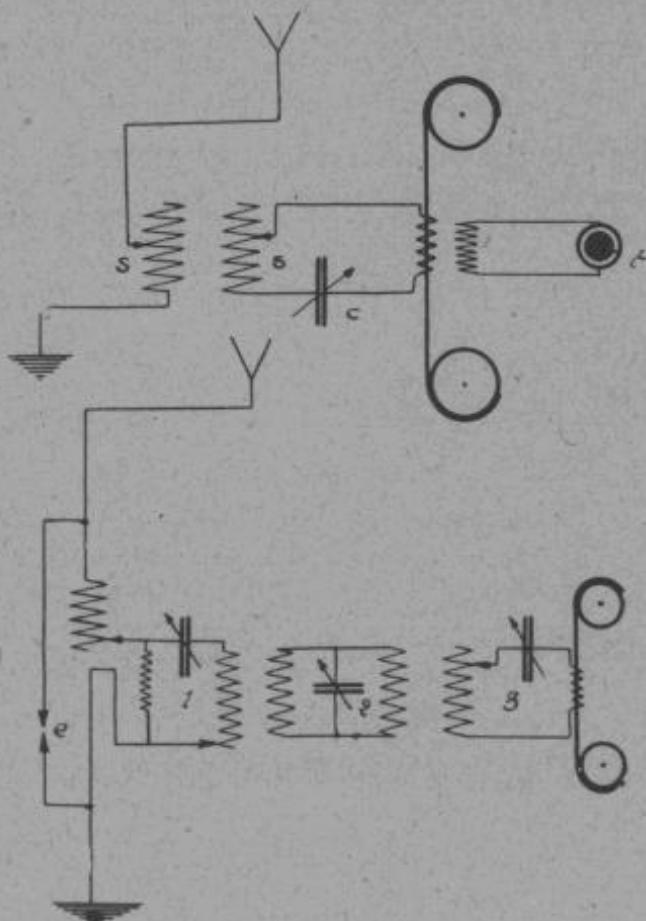


Fig. 139.

où l'électrolyse se produit continuellement. On diminue alors légèrement la tension appliquée jusqu'à ce que le bourdonnement cesse.

Montages pratiques des détecteurs magnétiques. — Pour obtenir l'effet le plus fort, le détecteur magnétique devra être monté directement dans l'antenne, mais si une grande syntonie est nécessaire, on le monte dans le circuit secondaire d'un système à induction (*fig. 139*).

Un dispositif spécial utilisé par M. Marconi sous le nom de multiple turner comprend trois circuits distincts 1, 2, 3, réglables à l'aide de condensateurs (voir circuits trieurs).

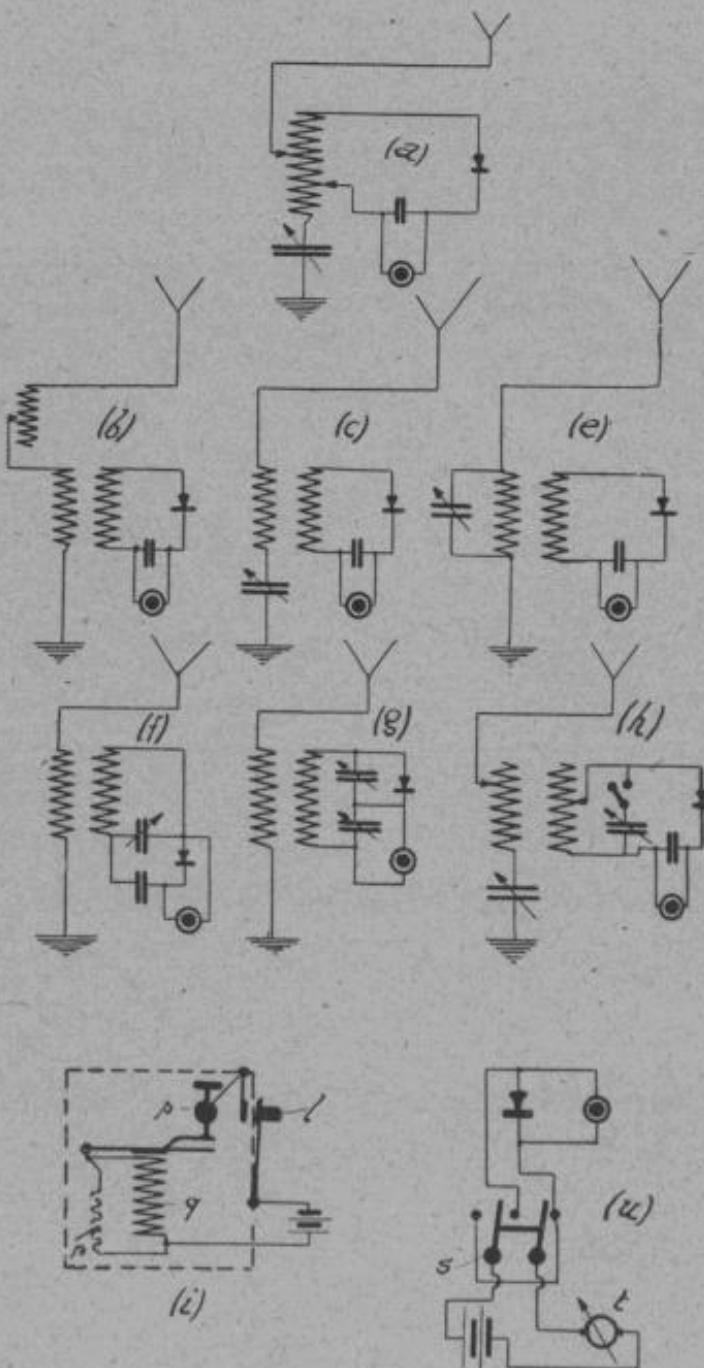


Fig. 140.

En e se trouve un éclateur micrométrique et une self montée en shunt destinée à éviter la détérioration des appareils pour des transmissions très proches.

Cette disposition permet des réglages précis sur des longueurs d'onde données et évite les signaux parasites.

Montages pratiques des détecteurs à cristaux. — Tous les détecteurs à cristaux thermiques ou redresseurs peuvent être montés suivant les schémas déjà considérés. Ils ont l'avantage de ne pas nécessiter de force électromotrice auxiliaire, à part pour le carborundum qui ne présenterait pas une sensibilité suffisante.

Les montages représentés en *a*, *b*, *c*, *e* (*fig. 140*), sont des montages ordinaires où le détecteur à cristal est placé dans un circuit oscillant ou apériodique.

En particulier le montage *e* représente un primaire monté en volant (voir réception indirecte).

Les montages par induction *f*, *g* et *h* sont utilisés dans les postes récepteurs de la S. F. R.

Réglages pratiques. — Les réglages pratiques portent sur deux opérations : mise en accord des circuits et recherche de la sensibilité du cristal. On utilise un petit appareil dit buzzer, sorte de trembleur silencieux, analogue à une sonnerie, dont le marteau a été enlevé.

L'organe de vibration (*i*) est enfermé dans une boîte en bois recouverte de feutre pour éviter le bourdonnement de l'appareil. Dans certains cas l'électro-aimant *q* est shunté par une résistance *r* non inductive.

Il suffira de mettre en fonction le buzzer, de l'approcher du détecteur et de rechercher le point que donne le son maximum.

Le dispositif de contrôle Pellin utilise un inverseur *s* (*u*) qui intercale une pile et un galvanomètre sur le détecteur. En inversant le sens du courant, on constate le pouvoir rectifiant du point. Ce procédé s'applique plutôt à la sélection des cristaux que des points.

Réception des oscillations entretenues. — Des oscillations réellement entretenues auront simplement pour effet de déformer d'une manière permanente la membrane du récepteur téléphonique.

Cette déformation subsiste pendant la durée d'un trait par exemple, puis la membrane revient au repos.

La réception des ondes entretenues nécessite donc l'intervention d'un organe nouveau modifiant les oscillations reçues de telle façon que le téléphone soit impressionné au récepteur.

Actuellement on emploie plusieurs procédés qui agissent en principe par coupure périodique ou modulation de l'onde; la modulation peut se faire sur l'onde transmise, c'est-à-dire dans le circuit transmetteur ou sur l'onde reçue.

Ces procédés peuvent être classés comme suit :

1^o Modulation à la transmission par emploi de deux sources d'ondes entretenues de fréquence légèrement différente. Dans cette méthode le rendement n'est pas bon.

2^o Modulation à la transmission par variation périodique de la self d'antenne (à l'aide d'organes interrupteurs automatiques),

3^o Modulation à la transmission sur la basse fréquence.

4^o Coupure périodique de l'oscillation reçue, à l'aide d'un ticker.

5^o Modulation à la réception par source locale d'oscillations entretenues, interférant directement, ou agissant sur le potentiel de plaque du tube à vide récepteur.

6^o Procédés divers.

La modulation à la transmission a l'avantage de diminuer l'action des parasites atmosphériques au récepteur, mais le rendement n'est pas bon et de nombreux autres inconvénients interviennent.

La modulation à la réception est la plus employée.

Ticker. — Le ticker est un organe coupant périodiquement le circuit de réception; dans ces conditions l'énergie reçue au téléphone est fortement diminuée puisqu'elle est égale à l'énergie totale, moins l'énergie perdue pendant les coupures. Pour obtenir une dépense d'énergie minimum, il est donc indispensable d'obtenir des coupures rapides.

Les premiers appareils utilisés étaient de simples trembleurs, ou des roues dentées coupant périodiquement le circuit secondaire de réception.

On utilise actuellement deux types de ticker :

1^o Le ticker à corde (*fig. 141*) qui a l'avantage d'être silencieux

et régulier, et de permettre des variations de son. Il se compose en principe de deux cordes vibrantes f et f' munies de contacts et commandées par un électro-aimant e . La corde f est utilisée pour la vibration et la corde f' pour la coupure du circuit secondaire.

2° Le ticker à lame vibrante qui peut être, soit à électro-aimant simple, soit à double électro-aimant. Dans le premier cas, la lame porte un prolongement qui établit et rompt le circuit secondaire par l'intermédiaire de deux contacts r et r' (fig. 142). Dans le second cas, l'un des électro-aimants opère la rupture du circuit d'entretien, tandis que l'autre coupe le circuit secondaire de réception.

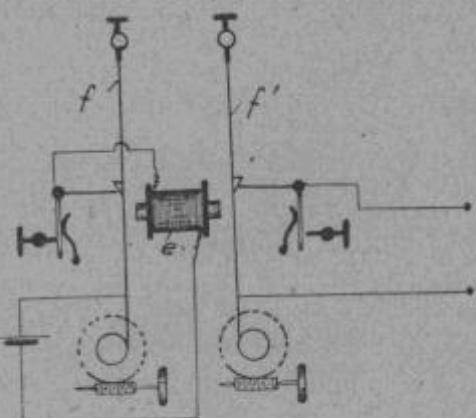


Fig. 141.

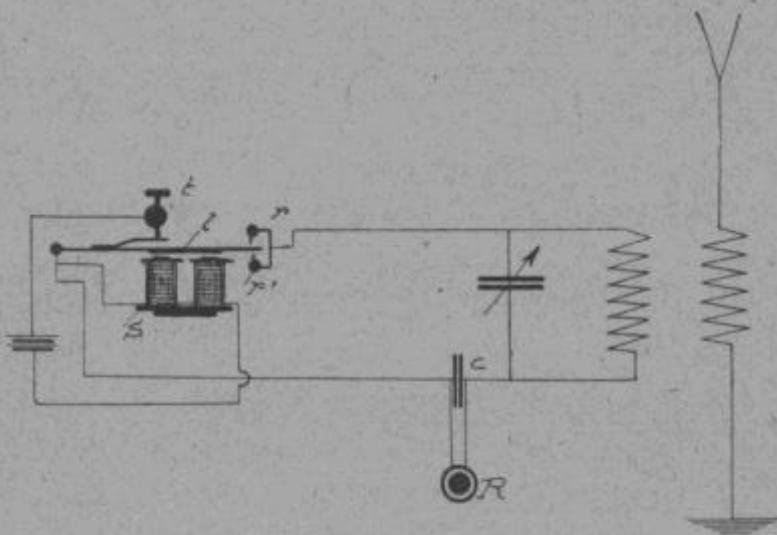


Fig. 142.

Le fonctionnement d'un ticker intercalé dans un circuit de réception peut être expliqué de cette façon :

Le récepteur étant shunté par un condensateur C de grande capacité et le circuit secondaire étant rompu en $rr'l$, quand le contact est ouvert, le circuit secondaire oscille et le condensateur du circuit oscillant se charge. A la limite, le rupteur ferme le

contact et par cette opération désaccorde le circuit secondaire. Le condensateur C se charge, mais comme il a une grande capacité, il n'a pas le temps de se décharger dans le circuit avant l'ouverture du contact, il se décharge alors dans le récepteur téléphonique. Le bruit entendu dans le téléphone est une sorte de bourdonnement par suite des charges alternées de C.

Ce dispositif n'utilise pas en principe de détecteur.

La perte d'énergie est très réduite puisqu'elle se traduit par une concentration de l'énergie pendant la coupure, et à une restitution de cette énergie accumulée, au moment de la décharge de C.

Le circuit de réception est d'autre part moins amorti qu'avec un détecteur dans les montages ordinaires.

La valeur de la capacité C doit être plus grande que celle du condensateur du circuit oscillant; sa valeur dépend en principe de la fréquence des coupures.

Le fonctionnement du ticker doit être silencieux.

C doit être égal à $\frac{1}{10^2}$ microfarad par exemple, si le condensateur du C. O. = $\frac{1}{10^3}$ à $\frac{2}{10^3}$ microfarad.

Réception hétérodyne. — Ce système de réception consiste en principe à faire agir sur un circuit de réception qui est le siège d'oscillations entretenues de fréquence f , un système générateur d'oscillations entretenues de fréquence f_i . On sait que dans ce cas la superposition (voir résonance) donne lieu à des battements. Ces battements en passant dans un détecteur produiront un son dans le téléphone de fréquence : $f'' = f - f_i$.

On obtiendra un son musical de hauteur f'' .

On verra qu'avec un tube à vide, il est possible d'obtenir un générateur d'oscillations à fréquence variable. On pourra donc régler les circuits de telle façon que la hauteur du son se rapproche de la valeur convenable (réception la meilleure).

Le son le plus aigu perceptible dans un récepteur téléphonique est $F = 3\,000$.

Quand $f_i < f$ mais tend à lui devenir égal, le son passe de la tonalité aiguë à la tonalité grave: pour $f_i = f$ il n'y a plus aucun

son, puis pour $f_1 > f$ le son repasse par les mêmes valeurs, du grave à l'aigu.

De multiples avantages sont réalisés par cette réception ; ils intéressent surtout la syntonie et la sélection des signaux.

a) Facilité de varier la tonalité des signaux, d'où élimination facile par différence de tonalité pour des longueurs d'ondes très rapprochées. Possibilité de transmettre en ondes entretenues avec différences entre longueurs d'ondes de 10 à 1 000 mètres suivant les longueurs d'ondes utilisées.

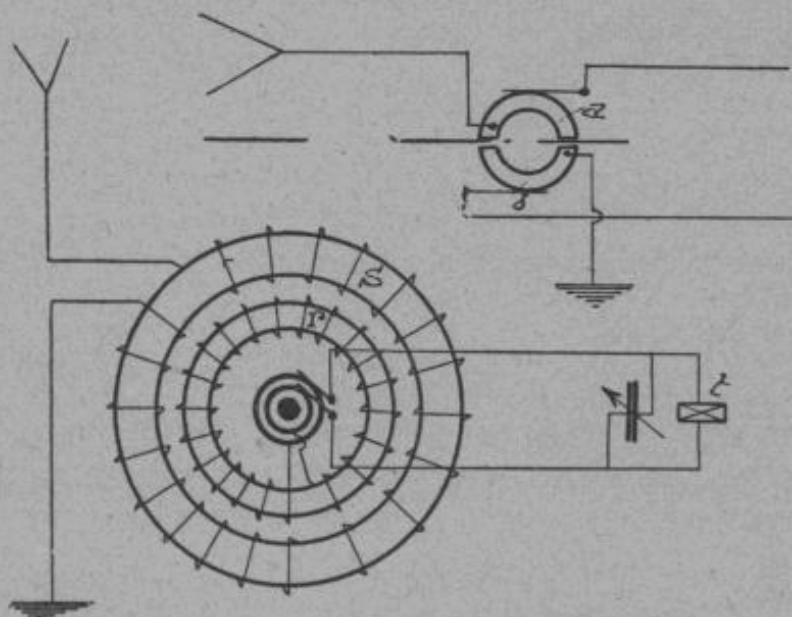


Fig. 143.

(b) Oscillations amorties gênantes produisent par interférence des soufflements ; on distingue facilement un son de tonalité aiguë d'un soufflement.

c) Augmentation de la portée des postes par suite de la sensibilité de la détection et du récepteur téléphonique (membrane plus sensible pour un son de hauteur correspondant à sa période propre).

Détecteur Goldschmidt. — D'autres systèmes particuliers ont été imaginés pour recevoir les ondes entretenues.

On peut citer la roue phonique (*fig. 143*) constituée en principe par deux bagues *a* et *b* connectées au système récepteur d'une part, et au système antenne-terre d'autre part. On peut obtenir, si le dispositif fait un tour par période, un redressement des alter-

nances. Un redressement parfait ne permettrait pas la réception au téléphone. En réalité les redressements doivent s'opérer avec une fréquence un peu différente de la fréquence des oscillations.

Dans le détecteur Goldschmidt, les oscillations engendrées dans l'antenne réceptrice produisent dans le stator S d'un moteur d'induction, un champ tournant, dont la vitesse dépend de la fréquence des oscillations et du nombre de pôles de l'enroulement. Si on fait tourner le moteur à une vitesse un peu inférieure au synchronisme, son enroulement est le siège d'un courant induit dont la fréquence dépend de la différence de vitesse entre le champ tournant du stator et le rotor (glissement).

Par exemple si fréquence = 3 000 et glissement = 1,67 p. 100.

La fréquence du courant engendré sera :

$$30\,000 \times 0,0167 = 501 \text{ périodes par seconde.}$$

Un son de hauteur correspondante pourra être perçu dans le système récepteur *t* avec téléphone.

On peut monter plusieurs machines en cascades. Ce dispositif a l'avantage (stations Goldschmidt) d'utiliser la même machine pour la transmission et la réception.

Ce système présente des difficultés dues à la machine même, à cause du magnétisme rémanent. M. Goldschmidt a employé des commutatrices à la place de moteurs, mais on se heurte encore à des inconvénients dus à la vitesse des organes et aux contacts des balais.

Problèmes de la protection des postes de réception. — Deux problèmes fort difficiles à résoudre se posent quand il s'agit de protéger un poste de réception.

En effet un poste peut être gêné, soit par des transmissions étrangères de grande puissance ou de longueur d'onde très rapprochée de celle du poste d'émission à recevoir, soit par des parasites atmosphériques.

Dans le premier cas la transmission gênante peut être en particulier le poste de transmission dont dépend le récepteur. Ce cas est très fréquent puisque toute station radiotélégraphique doit

pouvoir recevoir des messages pendant qu'elle en expédie, c'est-à-dire qu'elle doit pouvoir fonctionner en duplex.

Protection des postes récepteurs contre des émissions gênantes. — Les stations de petite puissance sont en général pourvues de postes de transmission et de réception utilisant la même antenne. La marche en duplex n'étant pas exigée, il faut pouvoir passer de transmission sur réception et inversement, tout en protégeant les appareils de réception pendant la transmission.

On utilise soit simplement le plot de repos du manipulateur, soit un commutateur inverseur.

Dans les stations Marconi, on emploie des plaques rapprochées entre lesquelles jaillit une étincelle à la transmission (ce qui réalise la liaison).

Remarquons que les procédés employés contre les parasites atmosphériques peuvent aussi être employés pour la protection d'un poste récepteur contre une transmission gênante.

En ce qui concerne les stations de grande puissance, on doit résoudre le plus souvent le problème de la marche en duplex ; or il faut considérer dans ce cas que la puissance du transmetteur étant très grande, et ce dernier étant rapproché, il est difficile d'obtenir des résultats satisfaisants.

De nombreux procédés ont été imaginés ; la plupart ont aussi double but, c'est-à-dire qu'ils protègent en même temps le poste récepteur contre les parasites atmosphériques.

Des systèmes comprenant l'emploi de dispositifs reliant le poste

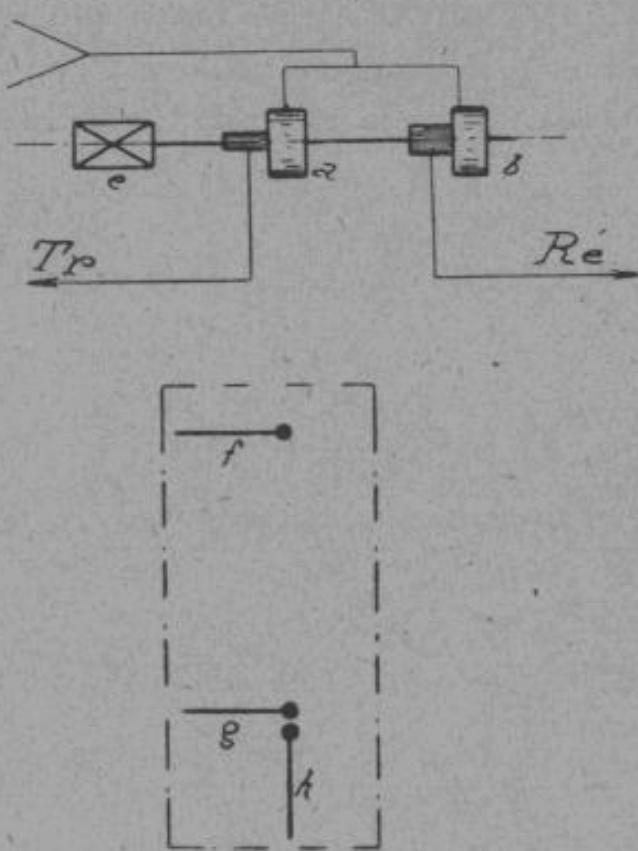


Fig. 144.

transmetteur et récepteur alternativement à l'antenne pendant de faibles fractions de secondes, n'ont pas donné de résultats pratiques (*fig. 144*). Ces dispositifs, étant donné les faibles fractions de temps de mise en circuit, n'exigeaient pas le synchronisme.

Actuellement les procédés en usage portent sur les rapports entre le poste de transmission et le poste de réception et sur les organes du poste récepteur.

En ce qui concerne les rapports entre le poste transmetteur et récepteur, on les isole l'un de l'autre dans les stations modernes (distances de 10 à 40 kilomètres). C'est alors la station de réception qui commande le poste de transmission et le contrôle, à l'aide d'organes généraux tels que relais, transmetteurs automatiques, etc. De plus, les longueurs d'onde utilisées dans chaque sens sont nettement différentes. Dans les postes Marconi on utilise (*fig. 144*) des antennes nettement dirigées et on annule les signaux des postes gênants ou voisins, par une antenne dite de compensation *h* (voir systèmes principaux).

En ce qui concerne les organes du poste de réception, ceux-ci doivent être étudiés pour pouvoir éliminer toutes les transmissions gênantes.

Les moyens utilisés sont les suivants :

1^o Cadres.

2^o Circuits trieurs ou filtreurs bien syntonisés et montés avec amplificateurs syntonisés.

3^o Cages de Faraday enfermant tous les organes de réception, moins le cadre.

Signalons enfin que MM. Abraham et Planiol ont imaginé une méthode duplex de transmission, permettant d'éviter la dissipation d'énergie. Le principe consiste à utiliser 3 longueurs d'onde λ , λ' et λ'' au poste de transmission. Quand les deux transmissions sont séparées, elles travaillent sur λ et λ' , mais si elles sont ensemble sur le plot de travail, l'une d'elles travaille sur la troisième longueur d'onde λ'' . Les récepteurs sont étudiés pour recevoir les longueurs d'onde λ , λ' et λ'' .

Protection des postes récepteurs contre les parasites

atmosphériques. — On sait que les variations de potentiel de l'antenne, ainsi que les parasites atmosphériques sont très gênants, et que les dispositifs utilisés ne les réduisent que très faiblement, et en général au détriment de l'énergie reçue.

En effet les parasites sont de puissance, de fréquence, et de direction essentiellement variables; d'autre part ils agissent par choc sur le récepteur.

De nombreux éléments intéressant la transmission permettent déjà de diminuer l'action des parasites.

Ce sont en particulier : la manipulation automatique, la puissance mise en jeu, la sélection par note modulée, etc. D'autre part les procédés précédents intéressant la réception tels que : cadres, circuits trieurs ou bouchons, cages de Faraday, etc., sont aussi très efficaces.

Les procédés anti-parasites le plus souvent utilisés sont les suivants :

Montages différentiels. — On utilise deux antennes aa' séparées (fig. 145) et couplées avec un circuit de réception C. L'une des antennes est accordée sur les signaux à recevoir, tandis que l'autre est désaccordée légèrement.

Ces deux antennes a et a' agissent toutes deux sur le circuit C, mais les inductances de ce dernier étant en opposition, les parasites qui affectent également chaque antenne tendent à s'annuler, tandis que les signaux subsistent et sont reçus.

Ce procédé a été appliqué de différentes façons.

Montages de détecteurs en opposition. — On utilise dans ce cas deux détecteurs (schéma e, fig. 146) montés en sens inverse, et ayant une sensibilité différente. Si les oscillations sont faibles, le détecteur sensible agit seul, si au contraire elles sont fortes (action d'un parasite), les deux détecteurs sont intéressés et l'action résultante est nulle.

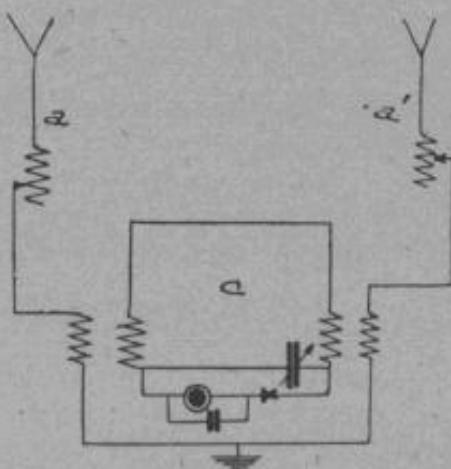


Fig. 145.

Cette même disposition a été utilisée avec deux valves de Fleming.

Systèmes à saturation. — Le récepteur utilise une lampe de couplage fonctionnant très près du courant de saturation (voir tubes à vide). Cette méthode ne permet que la réduction de l'action du parasite.

Différents systèmes ont été imaginés, en particulier le système Swan et le système Marconi Wright (*fig. 147*).

Utilisation de circuits dérivés. — En principe ces procédés consistent à établir des circuits tels que les perturbations soient conduites à la terre, ou soient absorbées par un moyen quelconque. L'un d'eux (*fig. 146-c*) utilise deux circuits dérivés de l'antenne, le premier est accordé sur les oscillations à recevoir, le second est relié à la terre. Dans ces conditions l'antenne vibre avec sa période propre, et les perturbations s'écoulent par la dérivation reliée à la terre.

Un autre procédé consiste à créer une cage en boucle, entourant l'antenne (cage de Groot).

Un troisième procédé consiste à shunter une partie de la self d'antenne par un détecteur, ce qui réduit la sensibilité des parasites, par ce fait que le choc produit par le parasite modifie la résistance du détecteur, et par suite la période et l'amortissement de l'antenne.

Enfin on a cherché à employer un commutateur tournant connectant l'antenne au récepteur d'une façon intermittente, égale à celle des trains d'onde.

Résistance négative. — Ce système consiste à utiliser une antenne contenant une résistance en série (*fig. 148*), ce qui la

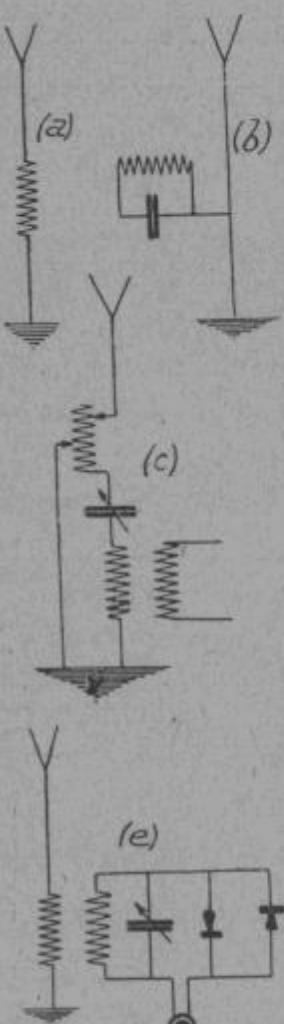


Fig. 146.

rend mauvaise conductrice de tous les signaux en général (amortissement).

S'il est possible de rendre cette résistance nulle ou négative à la fréquence des signaux, on réduira l'action de toute oscillation de fréquence différente, et par conséquent des parasites.

On obtient ce résultat à l'aide d'une lampe à vide a , montée en réaction (voir tubes à vide).

Le schéma de la figure 148 montre un poste de réception avec tube à vide détecteur r et tube à vide de réaction c .

Montages spéciaux de cadres ou antennes dirigées. — La majorité de ces montages utilisent les propriétés directives des cadres et des antennes. Ils sont combinés avec des circuits différentiels.

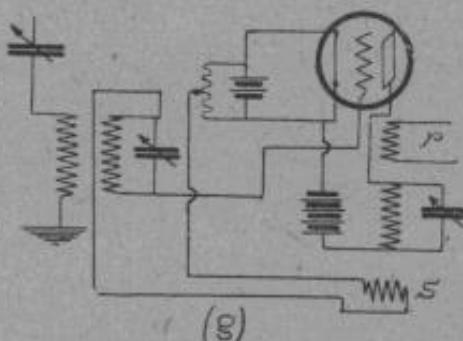


Fig. 147.

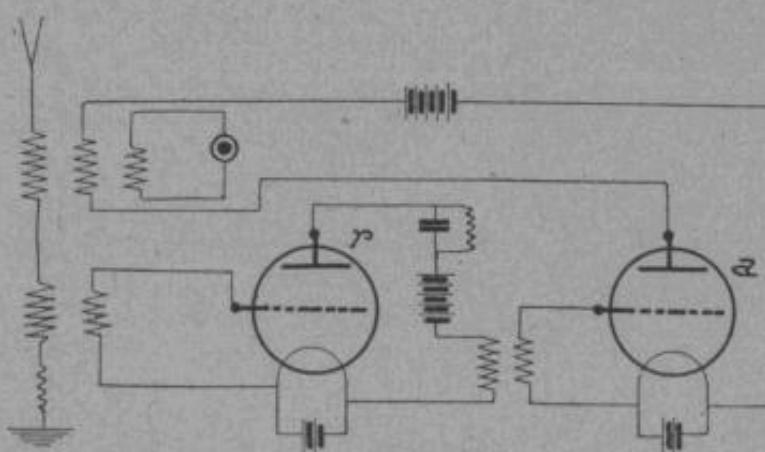


Fig. 148.

Ces procédés, quoique assez compliqués, ont donné des résultats très satisfaisants, et ont permis en particulier de rechercher la direction des parasites.

Une première disposition consiste à utiliser deux ou trois cadres.

Dans le dispositif à 3 cadres (fig. 149), on commence par régler les deux cadres extrêmes c et c' de façon à recevoir les parasites, mais à annuler les signaux ; on règle ensuite séparément le cadre central c'' , de façon à recevoir les signaux et les parasites

dans un certain rapport. Ces réglages étant exécutés, il suffit de régler le cadre central de telle façon qu'il annule les parasites reçus par les cadres extrêmes; dans ces conditions les signaux seront reçus par le cadre central.

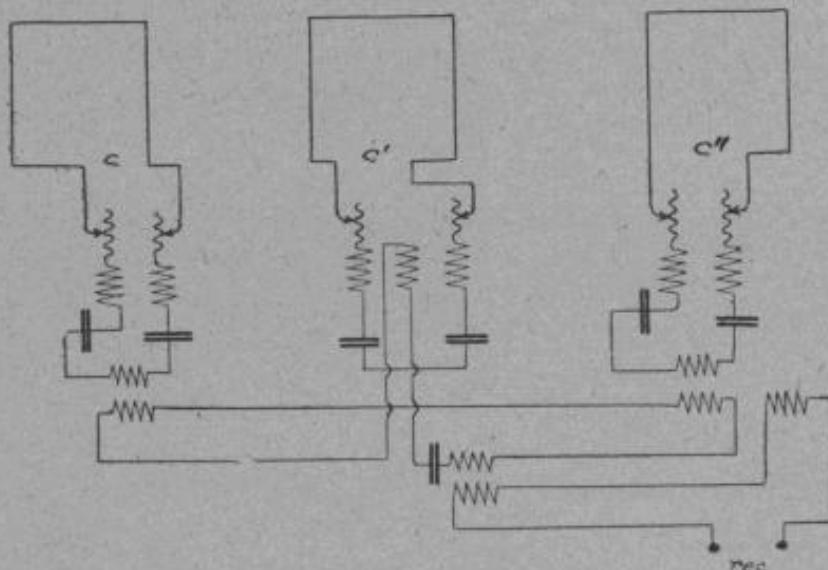


Fig. 149.

Ce même procédé a été employé avec deux cadres et une antenne basse.

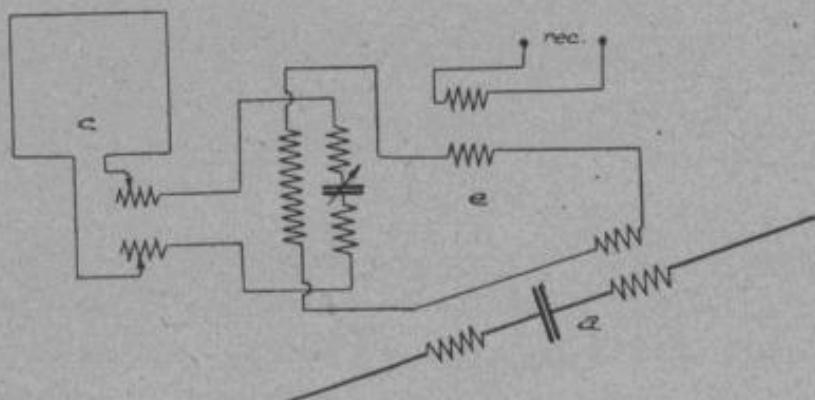


Fig. 150.

Dans un autre dispositif, diminuant l'encombrement (*fig. 150*), on utilise une antenne linéaire *a* orientable, et par conséquent commode pour la réception des parasites, et un cadre *C*. On s'arrange de telle façon que le cadre reçoive signaux et parasites, tandis que l'antenne ne reçoit que les parasites. Comme précédem-

ment l'action des parasites est annulée (par opposition), dans le circuit intermédiaire e .

Ce dernier procédé est moins sensible que le précédent, par suite de la variation continue de la direction de propagation des parasites.

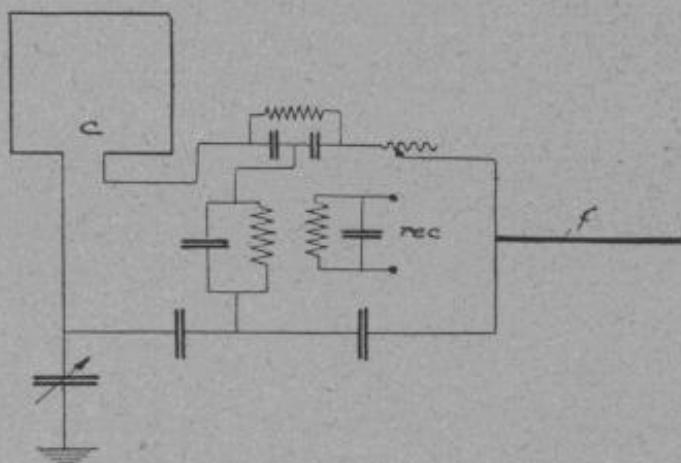


Fig. 151.

Dans d'autres dispositifs, on utilise (*fig. 151*) une antenne f immergée ou non et de longueur variable (systèmes Taylor et Laboratory), couplée avec un cadre c .

Montages divers. — De nombreux autres montages ont été imaginés. En particulier M. Armstrong a utilisé deux tubes à vide montés en opposition, dans lesquels les parasites produisent des actions égales et de sens contraires, tandis que les effets des signaux s'ajoutent.

CHAPITRE VI

TUBES A VIDE

Tubes à vide. — Les tubes à vide ont pris ces derniers temps une très grande importance, non pas seulement pour leurs qualités détectrices, mais aussi dans de nombreuses applications aux mesures, dans l'industrie, etc....,

La première disposition relative à la T. S. F. appartient à J. Fleming et on a donné le nom, au détecteur imaginé par lui, de valve de Fleming.

Dans une lampe à incandescence on dispose une électrode isolée *a* (*fig. 152, 1*) en forme de cylindre. On forme un circuit composé d'un enroulement *s'* et d'un galvanomètre *g* relié d'une part au filament, d'autre part à l'électrode *a*. Si l'on fait passer dans un circuit voisin *s* des oscillations électriques, la lampe étant allumée, on constate une déviation à l'ampèremètre *g*. En remplaçant le galvanomètre *g* par un récepteur téléphonique, on entend des craquements.

Une étude des phénomènes en jeu a permis de montrer que le courant ne passe du filament chaud à l'électrode, que si l'électrode *a* est positive. Ce détecteur fonctionne bien comme une soupape, ou une valve.

La forme de la lampe a varié suivant les expérimentateurs. A. Wehnelt employait des tubes de la forme (2) présentant un fil recouvert d'un oxyde métallique et un cylindre creux en aluminium. Ces dispositifs étaient plus sensibles.

H. Brandes a montré que l'emploi d'une force électromotrice auxiliaire augmente la sensibilité (3), mais il est nécessaire d'in-

tercaler un rhéostat p pour permettre une variation précise de cette force électromotrice aux bornes de l'électrode a , aux bornes de la batterie. On monte aussi des bobines de self, pour éviter la propagation des oscillations dans ce circuit.

Ces dispositifs ont été perfectionnés depuis par de Forest et l'appareil constitué par lui porte le nom d'audion.

Il comporte une lampe à filament de carbone recouvert de composés de potassium ou de sodium (4). Le filament est alimenté par une batterie. L'électrode a isolée formée de deux plaques entourant le filament est reliée à un galvanomètre g ou à un récepteur téléphonique t par l'intermédiaire d'une batterie; l'autre extrémité est connectée au positif de la batterie de chauffage. Un tel organe laisse passer un courant dans le circuit filament-plaque a , d'une valeur comprise entre 1 à 5 milliamètres, et il se produit dans la lampe un faisceau de lumière bleuâtre qui peut être dévié par un aimant ou par action électrostatique. A chaque déviation correspond une variation de courant décelable au téléphone ou au galvanomètre.

Les oscillations peuvent agir en reliant par exemple filament négatif à la terre, et plaque à l'antenne.

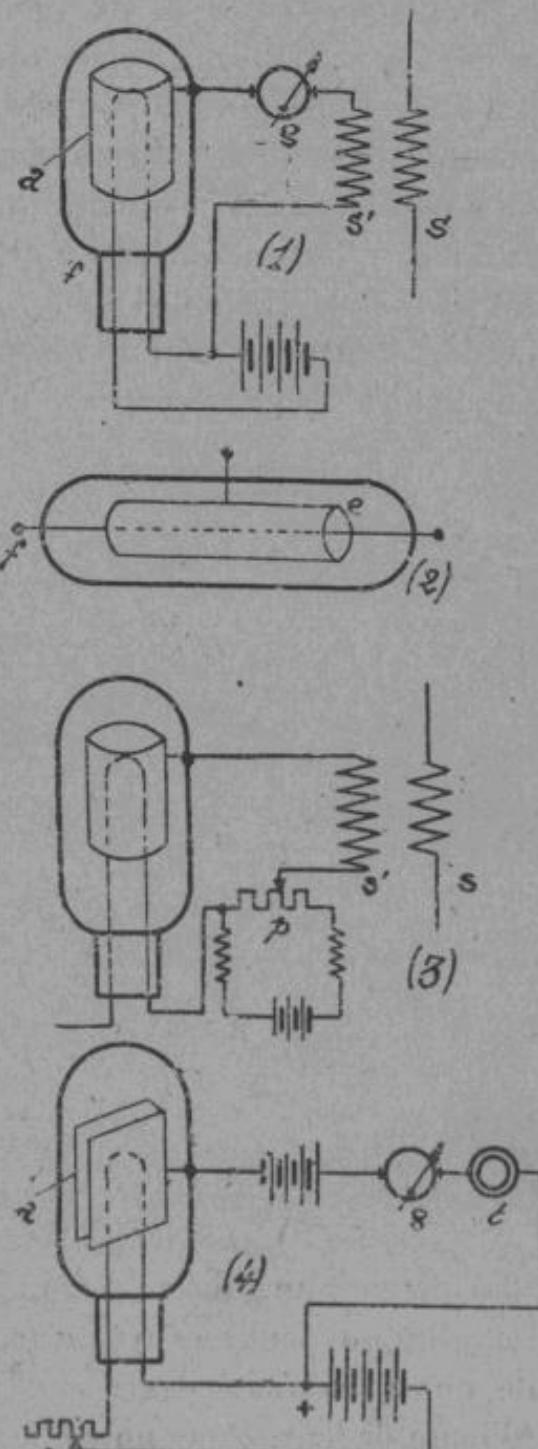


Fig. 152.

Effet Edison. — La constitution de la matière est essentiellement hypothétique, et ce n'est qu'après expériences précises et tâtonnements incessants, qu'il est possible de transformer ces hypothèses en conclusions satisfaisant nos conceptions. On a admis après un grand nombre de recherches que la matière serait constituée de centres électrisés composés de corpuscules infiniment petits possédant des charges positives et négatives. Les grains immatériels d'électricité négative ont été appelés des électrons, ils font partie intégrante de l'atome et un grand nombre d'entre eux circulent entre les atomes dans les conditions ordinaires de température. Ils ne sortent pas en principe de la matière.

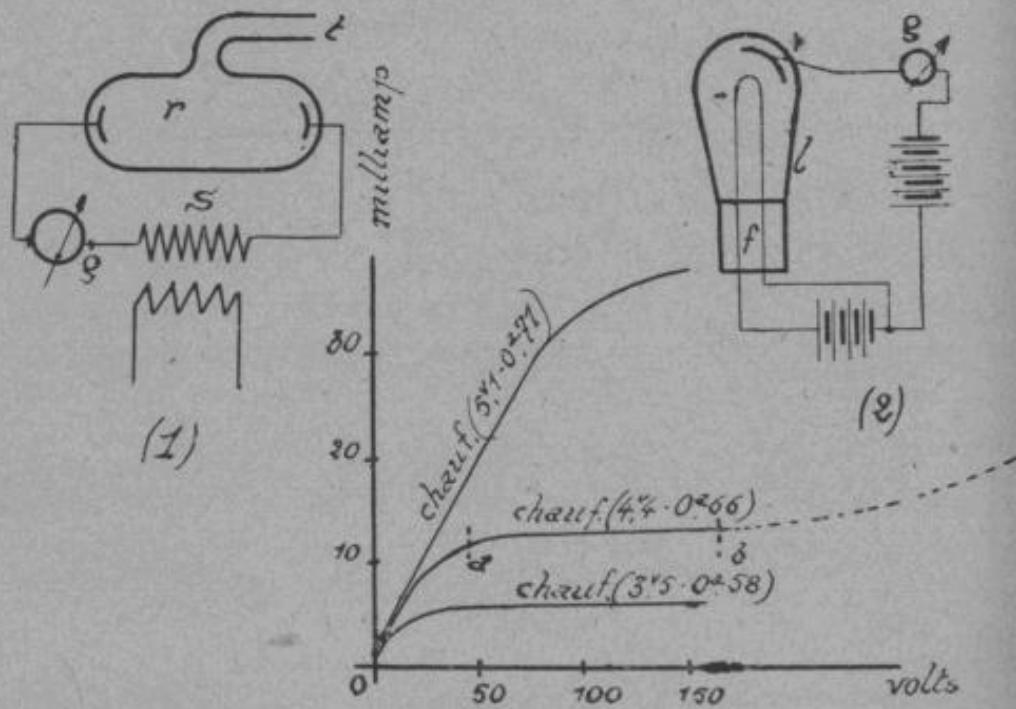


Fig. 153.

En prenant un tube *r* (fig. 153, 1) dans lequel pénètrent deux électrodes qui sont reliées à une source à haute tension, on constate que l'électricité passe sous forme d'étincelle à la pression ordinaire de l'air. Pour un certain degré de raréfaction, on constate l'existence de rayons dus à ces particules infiniment petites ou électrons, qui donnent lieu à un courant décelé par le galvanomètre *g*.

Il faut donc admettre que les électrons peuvent quitter l'atome

sans que pour cela l'équilibre soit complètement détruit, lorsqu'ils sont soumis à certaines influences ; en particulier une forte élévation de température favorise leur émission.

En effet les atomes étant en perpétuel état d'agitation, si on augmente la température, cet état augmente aussi et les électrons qui participent à cette agitation acquièrent de grandes vitesses normales à la paroi. En appliquant à une certaine distance, une force extérieure, par exemple une électrode portée à un potentiel positif, ils seront attirés par cette électrode et se précipiteront vers elle.

Dans l'expérience de la valve de Fleming, des électrons étaient émis par le filament incandescent et attirés dans l'espace vide par l'électrode isolée *a*, portée à un potentiel positif. Ce flux d'électrons servait de support au courant.

Si nous reprenons l'expérience d'Edison en montant une électrode isolée dans une lampe à incandescence *l* (2) et en la reliant comme l'indique la figure, on constate le passage d'un courant décelé par le milli-ampèremètre *g*, qui passe dans le circuit plaque-filament.

Le sens du déplacement des électrons (filament-plaque) est inverse de celui du courant (plaque-filament), ce qui n'a rien d'étonnant puisque le sens du courant a été choisi arbitrairement par nous !

Le déplacement des électrons s'effectue avec une vitesse égale à une dizaine de mille kilomètres par seconde. Ils peuvent donc sans inconvénient servir de support aux courants de T. S. F. Si l'on augmente le nombre d'éléments de la pile intercalée dans le circuit-plaque (2) le nombre d'électrons attirés par la plaque augmente, le courant passant dans le circuit augmente aussi (voir courbe), mais bientôt le potentiel de la plaque est assez élevé pour que celle-ci capte tous les électrons émis par le filament ; si à ce moment on augmente encore le potentiel, le courant n'augmente plus dans le circuit et on atteint la saturation (partie *ab* de la courbe).

Si on élève la température du filament, le nombre d'électrons émis est plus grand, et on conçoit que le courant de saturation sera d'autant plus fort que le chauffage sera élevé. Pour de faibles

tensions, le nombre d'électrons émis est plus grand que celui attiré par la plaque ; donc le courant ne dépend pas à ce moment de la température du filament et les différentes courbes partent du même point.

Si on avait inversé la polarité de la pile de plaque, la plaque étant chargée négativement repousserait les électrons. Elle fonctionnerait alors en soupape.

On a supposé que la raréfaction était très grande, si au contraire la raréfaction est moindre, les phénomènes se compliquent et il faut faire intervenir l'ionisation des gaz par les électrons.

Dans ce cas le phénomène de la saturation se produit plus ou moins rapidement suivant le gaz et le degré de raréfaction. La courbe est de la forme *ab* prolongée (*fig. 153*) ; la vitesse des corpuscules est très grande et le choc avec les molécules des gaz produit une ionisation, telle que pour une certaine force électromotrice l'espace devient conducteur et l'intensité augmente rapidement, provoquant une décharge à un certain moment. Une lueur bleue indique d'ailleurs cette grande conductibilité.

Remarques. — 1^o La puissance dépensée par la lampe est égale au produit du courant entre plaque et filament par la différence de potentiel correspondante ; elle se retrouve sous forme de chaleur dans la plaque qui s'échauffe. Il y a lieu d'ajouter à cette puissance, celle dépensée pour le chauffage du filament.

2^o Le courant n'est pas proportionnel à la différence de potentiel, donc l'espace filament-plaque ne se comporte pas comme une résistance ohmique. Pour les parties ascendantes de la courbe, avant la saturation, l'intensité est proportionnelle à la puissance $\frac{3}{2}$ de la différence de potentiel. La résistance de l'espace a une

valeur minima de 1 500 ohms et augmente vers la saturation pour devenir alors infiniment grande.

3^o Avant saturation, l'intensité de courant est :

$$j = A 10^{-5} \frac{l}{d} V^{\frac{3}{2}} \quad (\text{formule de Langmuir})$$

v = volts, *j* = ampères, *l* = longueur du filament
et *d* son diamètre.

A =coefficient variable suivant lampes ($A = 2,5$ pour les lampes de la radiotélégraphie militaire).

4° A la saturation on a :

$$j = a \sqrt{Te - \frac{b}{T}} \text{ (loi de Richardson)}$$

a et b dépendent de la dimension et de la nature du filament.

T =température filament (absolue : $+273^{\circ}\text{C}.$).

5° Richardson a donné comme formule du nombre d'électrons libérés dans l'unité de temps par centimètre carré d'électrode à la température θ :

$$Q = A\theta^{\frac{1}{2}} l^{\frac{-wR}{9}}$$

A =quantité proportionnelle au nombre d'électrons libérés par unité de volume de métal incandescent (paramètre indépendant de la température).

W =travail d'un électron passant d'un milieu métallique dans l'espace environnant.

R =coefficient dépendant de la nature du milieu gazeux (loi de la thermo-dynamique $pv=R\theta$).

Tubes à vide à deux anodes. — On a cherché à accroître la sensibilité des tubes à vide, pour cela on a réalisé des tubes à deux anodes, c'est-à-dire comportant un filament f , une anode ou grille g entourant le filament. Cette anode est constituée en principe par une lame métallique perforée ou un treillis de fils fins. Enfin une deuxième anode ou plaque p constituée par un cylindre métallique entoure la grille. La plaque et la grille sont en nickel ou tout autre métal, dont le point de fusion est assez élevé (fig. 154).

Ce type de tube à vide constitue un énorme perfectionnement

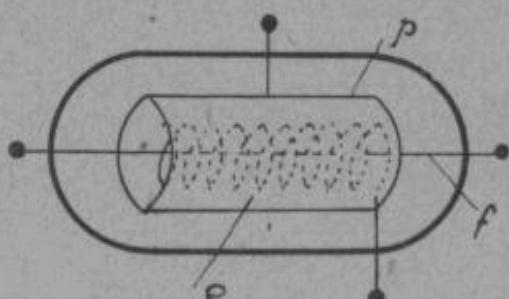


Fig. 154.

et a permis de rapides et considérables progrès en T. S. F. et dans l'industrie.

Mécanisme de l'émission. — Constituons comme précédemment un circuit-plaque contenant l'espace filament-plaque, la plaque et une batterie r' ; constituons de même un deuxième circuit filament-grille, grille et batterie r (fig. 155). Le filament étant

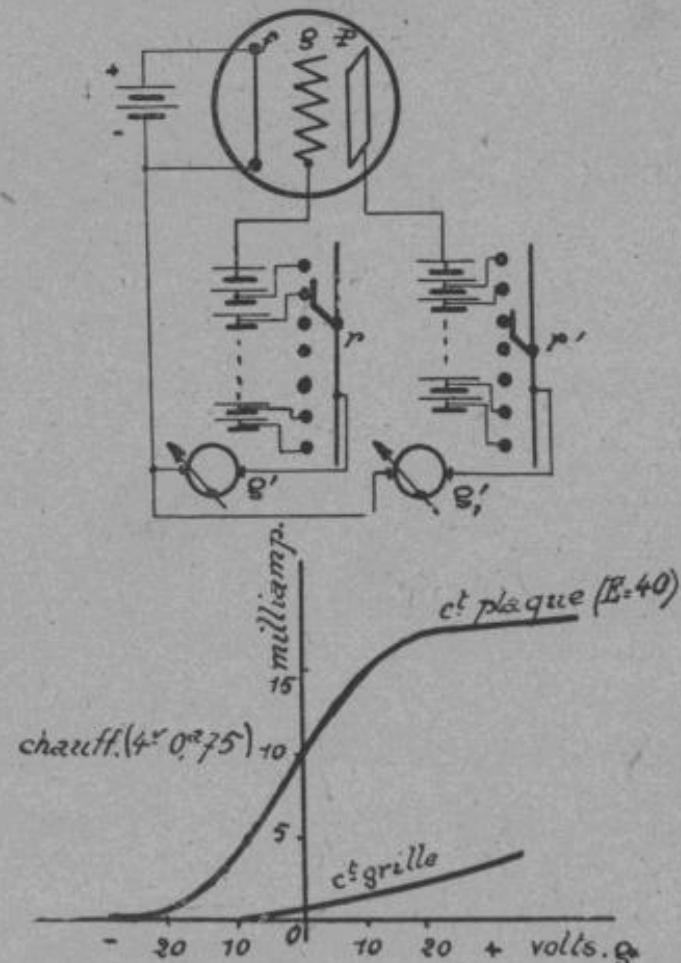


Fig. 155.

alimenté par une batterie spéciale, on reliera les deux batteries r et r' par l'intermédiaire de milli-ampèremètres g et g' au point négatif du filament, en considérant ce point commun comme le zéro.

Si l'on suppose que le filament est incandescent et la plaque maintenue à un potentiel positif par la batterie r' , il y aura passage d'un courant allant de p vers f , puisqu'il y aura un courant d'électrons de f vers p .

Si l'on charge la grille négativement, les électrons seront repoussés par la grille, et une très faible partie seulement traversera les interstices se dirigeant vers la plaque.

Si au contraire la grille est chargée positivement, elle attirera tout ou partie des électrons et en tous les cas produira une concentration d'électrons vers la plaque. Comme une portion des électrons est retenue par la grille, on devra constater un léger courant filament-grille.

D'autre part le potentiel de la plaque étant très supérieur au potentiel de la grille, le courant filament-plaque augmente aussi.

Ce qui est particulièrement intéressant en T. S. F., c'est de connaître la valeur du courant grille-filament et plaque-filament en fonction du potentiel de la grille et de la plaque.

Pour étudier ces courants, on amène le potentiel de la plaque à une valeur donnée et on porte en abscisse à partir du point 0 (fig. 155), point commun du filament, les tensions positives de la grille à droite, et négatives à gauche. En ordonnée on portera les valeurs du courant filament-grille et filament-plaque relevées aux milli-ampèremètres g et g' .

On constate alors que pour un chauffage donné, quand le potentiel de la grille est inférieur à 10 volts, les milli-ampèremètres g et g' n'indiquent le passage d'aucun courant.

Quand le potentiel de la grille se rapproche de 0, le courant apparaît dans le circuit-plaque ; le courant dans le circuit-grille n'apparaît qu'entre — 5^v et 0.

Quand le potentiel de la grille dépasse 0, le courant augmente rapidement dans le circuit-plaque et très peu dans le circuit-grille.

Enfin pour une certaine valeur du potentiel positif de la grille, on obtient une intensité correspondante à la saturation.

A partir d'une valeur donnée, le courant décroît dans le circuit plaque et croît encore dans le circuit grille (lampes à vide poussé).

La courbe de la figure 155 est appelée courbe caractéristique de la lampe.

Le courant filament-plaque atteint quelques milliampères, tandis que le courant filament-grille est de l'ordre de quelques

centièmes de milliampères (lampes utilisées en détecteur et amplificateur).

On peut se rendre compte de ces résultats en recherchant les trajectoires des électrons pour les divers potentiels de la grille.

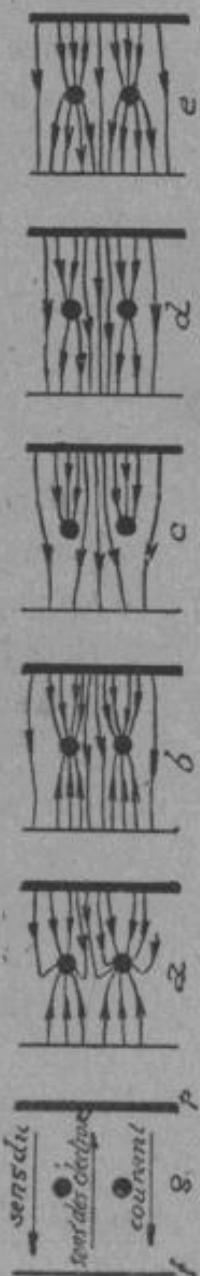


Fig. 156.

Comme l'inertie des électrons est très petite, on peut admettre qu'ils suivent les lignes de force du champ électrique entre la plaque et le filament. On sait que ces lignes sont dirigées en tous points dans le sens de la force qui agit sur un petit corps électrisé positivement ; un électron ayant une charge négative, la force qui agit sur lui est en sens inverse de la direction du champ. D'autre part ces lignes de force sont normales aux surfaces des conducteurs et sortent de tous les points du conducteur au potentiel le plus élevé pour aboutir dans tous les points du conducteur au potentiel le moins élevé.

Pour un potentiel de grille très inférieur à celui du filament, toutes les lignes aboutissent à la grille venant du filament et de la plaque (*fig. 156, a*), il n'y a pas attraction des électrons par la grille ou par la plaque et par conséquent aucun courant.

En *b*, le potentiel de la grille s'élève, quelques lignes de force vont de la plaque au filament, on constate un léger courant d'électrons filament-plaque.

En *c*, le potentiel de la grille est égal à celui du filament, il n'y a plus de lignes de force entre le filament et la grille, mais les lignes de force augmentent entre filament-plaque.

En *d*, le potentiel de la grille est positif, des lignes de force commencent à apparaître entre grille-filament, le courant apparaît dans le circuit grille-filament.

En *e*, le potentiel de la grille augmente encore, ainsi que les lignes de force ; les courants grille-filament et plaque-filament augmentent.

Enfin pour une certaine valeur du potentiel de la grille, les courants grille-filament et plaque-filament augmentent encore, jusqu'à ce qu'on atteigne le courant de saturation.

En réalité les phénomènes représentés figure 156 ne sont pas identiques en tous les points du filament, puisque le potentiel du filament varie d'un bout à l'autre du fil, ils se présenteront successivement dans les différents points.

Influence de la température du filament. — En supposant la tension de plaque constante, on peut varier le courant de chauffage du filament et tracer les caractéristiques correspondantes. On trouve (fig. 157) que pour une tension de plaque constante

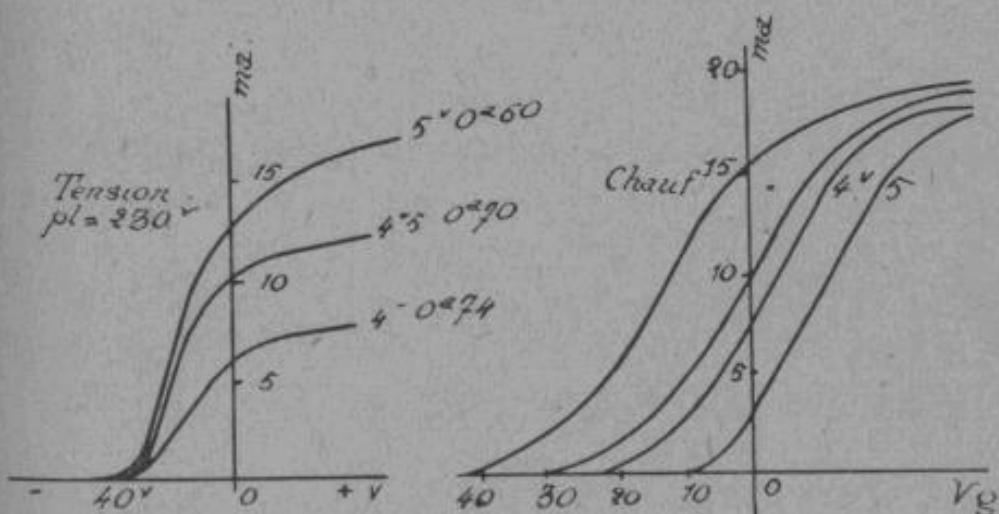


Fig. 157.

et égale par exemple à 230^v , les courbes obtenues commencent toutes pour la même tension de grille et s'élèvent d'autant plus que la température de filament est élevée.

En effet le début du courant plaque ne dépend que de la forme des lignes de force et non du chauffage, par contre le courant de saturation dépend du chauffage.

Le courant de grille varie aussi suivant la température du filament, de sorte que la résistance du circuit diminue quand on chauffe le filament.

Influence de la tension de plaque. — Au contraire si on maintient la température du filament constante et qu'on élève la tension de la plaque, on obtient les caractéristiques droites de la

figure 157, courbes sensiblement parallèles dans les parties rectilignes, qui se déplacent vers la gauche. Le courant-plaque se produit au début, dès que les lignes de force venant de la plaque traversent la grille. Ceci a lieu pour des potentiels de grille d'autant plus bas que le potentiel de la plaque est plus élevé.

Comme d'autre part le courant de saturation ne dépend que du nombre d'électrons qui peuvent sortir pour une température donnée, il est indépendant du potentiel de la plaque.

Les courbes du courant-grille ont des ordonnées d'autant plus faibles que le potentiel de la plaque est plus élevé.

On peut donc à l'aide des éléments tension de plaque et chauffage du filament décaler les caractéristiques suivant les besoins.

Influence du degré de vide. — La présence de gaz amène la production de centres chargés positivement. Ceux-ci sont dus au contact des molécules de gaz avec la plaque, ou à la collision des électrons et des molécules, qui perdent alors un électron. Il y a donc modification du fonctionnement. L'ionisation produite augmente le nombre de centres chargés qui se déplacent dans le champ électrique. Ces centres augmentant l'émission d'électrons, on constatera un courant plus intense au moment où la plaque sera chargée à un potentiel même peu élevé.

La résistance apparente du circuit de plaque est diminuée, et la lampe devient plus sensible. La caractéristique de grille ne tombe pas directement au 0, elle s'inverse légèrement et le courant produit est justement dû au transport de charges positives, (cette inversion permet de se rendre compte du degré de vide).

Si l'on augmente le potentiel de la plaque au delà d'une certaine valeur, on constate l'apparition de lueurs bleues (ces lueurs apparaissent aussi pour une certaine température du filament). Elles sont d'autant plus marquées que la lampe est moins vide de gaz et pour des potentiels moins élevés. A partir de ce moment, la lampe devient moins sensible.

En résumé les tubes à raréfaction incomplète sont plus sensibles, mais moins réguliers que les tubes à raréfaction poussée. A une pression inférieure à $\frac{1}{10^5}$ mm on peut considérer qu'il ne reste

plus de trace appréciable de gaz, les phénomènes sont très réguliers et se réduisent à une pure émission d'électrons.

Au contraire dans les tubes à gaz, l'intensité du courant est très variable pour une légère fluctuation du vide, les électrodes se désintègrent facilement et le tube devient inutilisable au bout d'un temps très court. Ils nécessitent des constantes rigoureuses de fabrication, et on leur préfère généralement les tubes à vide poussé.

La durée d'une lampe dépend en partie du dégagement de gaz des électrodes. Ceux-ci se dégagent aux températures élevées du filament et s'absorbent de nouveau quand le filament est éteint.

On a remarqué que des traces de gaz de vapeur de mercure augmentent la sensibilité des lampes.

Le maximum de sensibilité d'un tube à vide est obtenu quand le vide de la lampe et le potentiel de la plaque sont très voisins de ceux pour lesquels la lueur bleue apparaît.

Résistance du circuit-plaque. Facteur d'amplification. — On a constaté que les courbes (tension-plaque) étaient à peu près rectilignes et équidistantes. Pour des régions de faible courbure, on peut exprimer le courant de plaque j par une fonction linéaire des différences de potentiel de plaque v et de potentiel de grille u .

On peut écrire : $j = av + bu - c$.

Le facteur a qui est égal à $\frac{dj}{dv}$ représente la variation de courant pour une variation de potentiel de la plaque. C'est l'inverse de la résistance ρ du circuit de plaque qui reste constante aux parties rectilignes.

$$\rho = \frac{dv}{dj}$$

Et on peut écrire : $\rho j = v + Ku - p$.

Cette formule montre que le circuit de plaque se comporte comme un circuit de résistance ρ dans lequel agit une force électromotrice $v - p$ qui est celle de la tension de plaque diminuée de p , et une force électromotrice supplémentaire Ku proportionnelle à la tension de grille et de même signe.

Une variation du du potentiel de la grille produit la même variation d'intensité de plaque qu'une augmentation K fois plus grande du potentiel de la plaque.

K est appelé le facteur d'amplification.

La variation du courant de plaque produite par une variation du du potentiel de grille serait :

$$dj = \frac{K}{\rho} du.$$

$\frac{K}{\rho}$ est le facteur d'amplification en ampères.

Si R correspond à une résistance extérieure à la lampe

on a : $dj = \frac{K}{R + \rho} du$ (M. Gutton).

Résistance du circuit de grille. — On pourrait étudier de même la résistance du circuit-grille ; on peut admettre qu'elle est plus grande que la résistance du circuit de plaque (environ le double).

Types théoriques de tubes à vide. — Différents types de tubes à vide ont été étudiés. Nous citerons en particulier :

L'audion de De Forest qui est le plus ancien. C'est le type de tube à trois électrodes dont nous avons étudié le fonctionnement, mais il est à raréfaction incomplète. Il ne se fait que pour les petites puissances et possède un pouvoir amplificateur très grand. Il est utilisé comme détecteur ou amplificateur, mais le potentiel de la plaque ne peut atteindre qu'une centaine de volts environ (fig. 158-1).

Le tube à trois électrodes le plus employé est à raréfaction poussée, il porte le nom de pliotron et peut être monté en détecteur, amplificateur ou générateur d'ondes entretenues. Le pliotron utilise la charge d'espace du courant entre l'électrode chaude et l'électrode froide qui permet à ce courant d'être commandé par l'effet électrostatique de la grille, tandis que le kenotron redresseur de la même catégorie utilise la propriété unidirectionnelle du courant entre les deux électrodes.

Le dynatron est un pliotron où on utilise la grille comme anode. Une partie des électrons émis par le filament pourra tra-

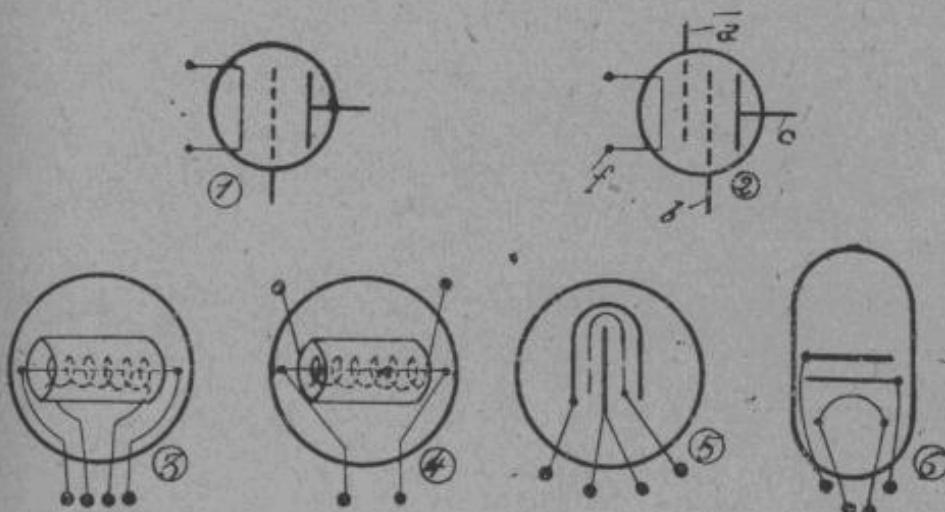


Fig. 158.

verser l'anode et frapper la plaque en y provoquant une émission secondaire (fig. 159). Le courant total d'électrons reçu par la plaque sera donc la différence entre les électrons primaires y arrivant et les électrons secondaires en repartant. Cette émission est d'autant plus grande que la différence de potentiel V entre grille et plaque est grande, de sorte que lorsque V augmente le courant diminue d'abord pour s'annuler ensuite et devenir de sens inverse. Le tube fonctionne ainsi en résistance négative.

En disposant un circuit oscillant C dans le circuit de plaque, on pourra entretenir des oscillations entretenues (voir utilisation des tubes à vide pour la génération des ondes entretenues).

Il a été aussi employé comme amplificateur et détecteur.

Le pliodynatron (fig. 158-2) est une sorte de dynatron et de pliotron, possédant une deuxième grille α , appelée « contrôle », qui agit sur l'émission des électrons du filament f . Elle permet ainsi de régler dans une large mesure la résistance négative. Il a

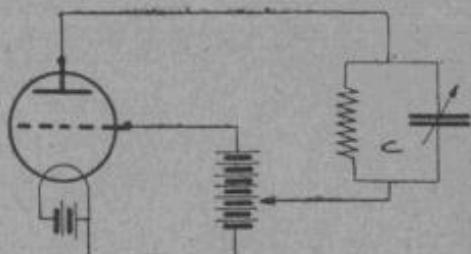


Fig. 159.

été utilisé comme générateur d'ondes et comme amplificateur.

Le négatron (fig. 160) est un tube à vide comprenant filament grille et deux plaques. On utilise ici pour la marche en résistance

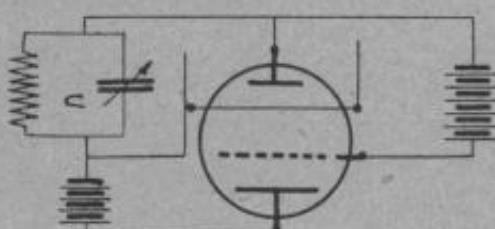


Fig. 160.

négative ou en générateur, la dissymétrie produite par le courant d'électrons et l'effet de saturation. Au préalable il doit y avoir équilibre des courants, après quoi toute variation produite est réglée par la grille.

Le Biotron (fig. 161) utilise deux lampes ordinaires l et l' , dont l'une est montée en conducteur de courant et l'autre en inverseur.

Pour une augmentation de potentiel entre a et a' , on obtiendra une diminution de courant dans le circuit plaque, et par conséquent dans le circuit relié aux points a a' ; on a ainsi un fonctionnement en résistance négative.

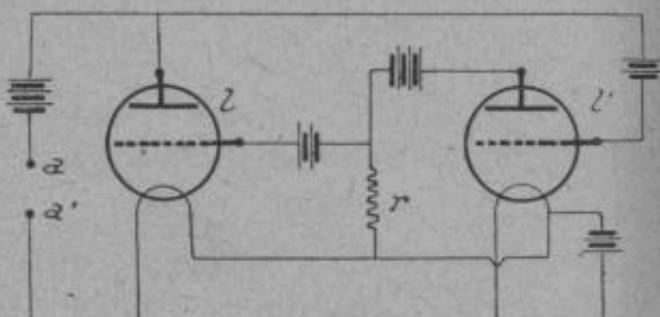


Fig. 161.

Le Kallirotron utilise aussi 2 lampes ordinaires, montées de telle façon qu'une augmentation de tension entre les points a et a' provoque une augmentation de courant; c'est en somme le phénomène inverse, qui, comme on le conçoit, peut être obtenu par un montage peu différent du précédent.

M. Latour a modifié ces derniers montages pour obtenir la marche en impédance négative.

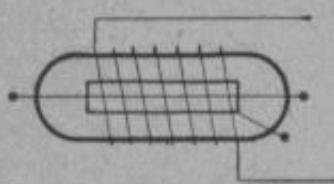


Fig. 162.

Enfin de nombreux autres modèles de tubes à vide ont été construits; en particulier le magnétron possède filament plaque et enroulement extérieur; (fig. 162) le flux d'électrons est alors commandé par

le champ magnétique extérieur.

Signalons encore les tubes à vide à 3, 4 et 5 électrodes, qui ont

permis de réaliser les marches en générateur, amplificateur, détecteur, etc... avec un seul tube à vide.

Construction pratique. — Les enveloppes sont généralement en verre et la forme est ou ronde ou cylindrique. On ajoute au mélange, un peu d'acide silicique et du plomb pour permettre un travail facile de la matière. Les lampes américaines sont de la forme de la figure 169 avec une partie supérieure très petite, parce que la plaque est formée d'un cylindre extérieur entourant cette enveloppe. Une deuxième enveloppe cylindrique avec culot renferme le tout.

De Forest a établi des enveloppes métalliques, pour permettre aux éléments de résister aux températures élevées, pendant le fonctionnement. Pour éviter la porosité du métal, il y a double paroi avec interposition de mercure.

La forme et la disposition des électrodes varient avec les constructeurs (*fig. 158, 3, 4, 5, 6*) ; l'extrémité des électrodes est soudée à des fils de platine ou de métal résistant aux hautes températures. Ces fils aboutissent à des fiches ou à des plots noyés dans le culot.

Pour éprouver le vide, on emploie une bobine d'induction donnant une étincelle de 12,8 entre pointes dans l'air ; le tube ne doit pas se remplir de lueurs.

Certaines lampes sont remplies d'argon après avoir été vidées, ou comme on l'a dit de vapeur de mercure (lueur bleuâtre très marquée), ce qui améliore la sensibilité, en donnant aux caractéristiques des courbures très aiguës.

Les électrodes sont en métal, molybdène, cuivre ou aluminium. On a soin au préalable de les purger des gaz restant. Le cuivre doit être chauffé au rouge pour enlever les oxydes formés, puis placé dans un courant d'air humide pour l'oxyder légèrement. L'aluminium subit d'abord une température de 315° ; il est ensuite immergé dans une solution saturée de cyanure de potassium et rincé à l'alcool.

La grille peut être formée d'une toile métallique, d'un fil enroulé sur une fourche, ou encore d'une plaque métallique perforée. Dans les lampes T. M., la grille est un fil de nickel de 0^{mm},5 enroulé autour du filament au pas de 2 à 3 millimètres.

La plaque est un cylindre de nickel écarté de 2 à 3 millimètres de la grille (longueur 1^{cm},5). Le filament est en tungstène de 0^{mm},01 ou en tantale (tungstène préférable pour les détecteurs).

En Amérique on utilise beaucoup des filaments de platine de section moyenne imprégnés d'oxydes de baryum ou de calcium. On peut ainsi amener le filament à une température très basse (rouge sombre) avec une émission plus grande d'électrons.

Les métaux neufs émettant des ions positifs quand ils sont chauffés à haute température, on a l'habitude de faire passer dans le filament un courant alternatif pendant deux heures en le chauffant, pour éviter cet inconvénient.

On construit actuellement des lampes de toutes puissances (allant jusqu'à 50 et 100 kilowatts de puissance oscillante). Ces dernières sont en acier avec refroidissement par l'eau, parce que pour de hautes températures le verre se ramollit et se désintègre par électrolyse.

Enfin on a essayé de construire des tubes à vide à consommation très réduite et même sans filament; dans ce dernier cas on utilise uniquement le pouvoir des pointes.

Caractéristiques pratiques. — Les lampes de toute puissance peuvent aussi bien fonctionner en générateur qu'en amplificateur et détecteur; on réserve pourtant les lampes de grande puissance aux postes d'émission à ondes entretenues.

Dans les lampes ordinaires, la tension de chauffage est de 4, 6, ou 10 volts; la tension de plaque est de 40, 60, 80, 120 ou 320 volts, suivant les modèles. Cette dernière atteint 10 000 et même 20 000 volts pour les grosses lampes génératrices, utilisées dans les postes à ondes entretenues.

Pour augmenter l'énergie mise en jeu, il est possible de monter des lampes de même type en parallèle.

Pour le fonctionnement en amplificateur, le circuit de grille doit absorber une énergie minimum et la caractéristique plaque doit être inclinée.

Pour le fonctionnement en détecteur, la courbure des caractéristiques doit être très marquée, et la partie rectiligne doit monter rapidement, au moment où le courant grille s'annule.

Pour le fonctionnement en générateur, on doit disposer d'une grande énergie et rechercher un bombardement intense, en élevant la température du filament.

Fonctionnement d'un tube à vide en détecteur. — Si l'on se reporte à la courbe caractéristique de la lampe, on remarque qu'elle présente deux régions de grande courbure, l'une correspondant à la tension grille inférieure au filament et pour un courant de plaque très petit, l'autre correspondant à la tension grille plus grande que O et pour un courant de plaque voisin de la saturation.

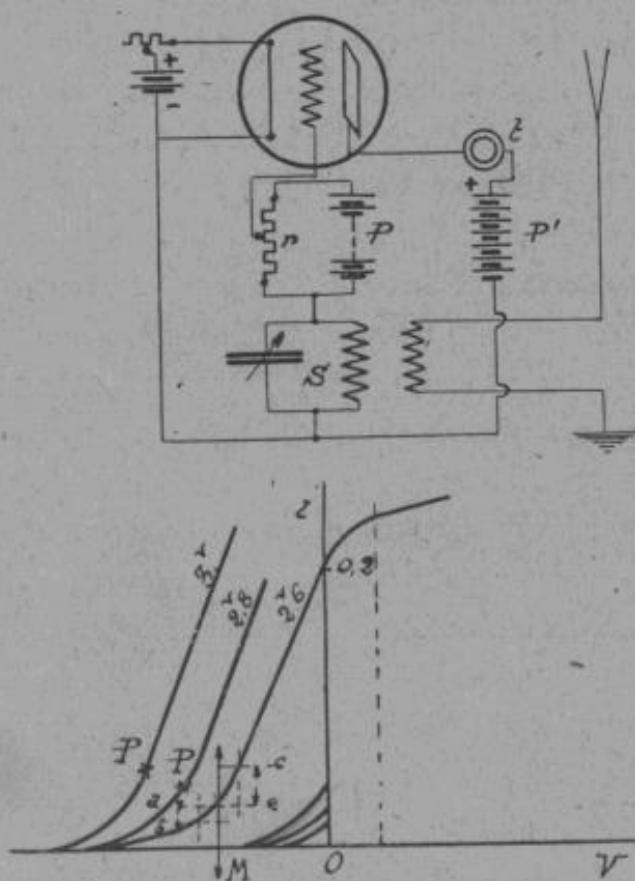


Fig. 163.

Nous savons d'autre part, qu'un détecteur doit être un conducteur qui ne suit pas la loi d'Ohm, il faut donc que le courant passant dans le téléphone soit dissymétrique.

Supposons le montage de la figure 163 réalisé, c'est-à-dire le circuit de plaque contenant un récepteur téléphonique t et une

batterie P' , et le circuit de grille contenant une batterie P reliée à la grille par un potentiomètre, dont l'autre extrémité est connectée à un circuit oscillant S , sur lequel on pourra faire agir des oscillations reçues par une antenne.

La caractéristique d'une telle lampe étant de la forme de la figure 163, il sera possible en faisant varier la tension grille par l'intermédiaire du potentiomètre r , d'obtenir un point de fonctionnement M correspondant à la courbure. Le courant dans le circuit grille sera nul et la lampe n'empruntera par conséquent aucun courant au circuit oscillant, ce qui est un avantage appréciable car il ne se trouve pas amorti comme dans les autres détecteurs. Si maintenant des oscillations se produisent dans l'antenne, des variations alternatives $+ u_1$ et $- u_1$ provenant du circuit oscillant S porteront la tension grille à des valeurs :

$$OM + u_1 \quad \text{et} \quad OM - u_1.$$

Ces variations de tension produiront des variations dissymétriques de courant autour du point P , ab et ec , qui auront un effet sur le récepteur téléphonique.

Les mêmes phénomènes se seraient présentés si la tension grille avait été correspondante à la région supérieure de grande courbure, mais le courant grille-filament n'aurait pas été nul et l'amortissement du circuit récepteur aurait augmenté.

La résistance du circuit plaque dans les lampes ordinaires étant de l'ordre de 20 000 ohms, on devra employer des récepteurs téléphoniques à grande résistance, ou des transformateurs, dont l'impédance est de l'ordre de la résistance de la lampe, (le primaire étant adapté au téléphone récepteur).

La sensibilité d'un tel détecteur est plus grande que celle d'un détecteur à galène, mais elle diminue pour les ondes courtes (< 400 mètres), car la capacité des éléments de la lampe laisse passer les oscillations sans les détecter.

Un détecteur tube à vide monté comme on vient de le voir est un détecteur de tension.

Emploi d'un condensateur shunté. — Le montage indiqué plus haut a l'inconvénient d'exiger un potentiomètre. Si l'on

dispose dans le circuit de grille une résistance r de 3 à 4 mégohms à la place du potentiomètre de la batterie (fig. 164) shuntée par une capacité $\left(\frac{1a4}{10^6}$ microfarad), et si l'on réunit le circuit de grille au pôle positif de la batterie de chauffage, au lieu de le réunir au pôle négatif comme précédemment, le potentiel de la grille est un peu supérieur à celui du pôle négatif et il passe un léger courant grille.

Quand des oscillations agissent sur le circuit de grille son potentiel oscille autour du point fixé, et à cause de la courbure de la caractéristique grille, les alternances positives passent plus facilement que les alternances négatives. Comme le courant moyen augmente, la chute de tension le long de la résistance r augmente et le point de potentiel diminue ; il en résulte une diminution d'intensité du courant moyen dans le circuit de plaque et par conséquent un effet de détection.

Le détecteur emprunte un peu d'énergie à l'antenne, mais par suite de la résistance apparente entre grille et filament, l'énergie empruntée est très faible. Si la capacitance $\frac{I}{c\omega}$ due au condensateur est très faible par rapport à la résistance apparente de l'espace grille filament, les variations de potentiel dues aux oscillations sont transmises à peu près intégralement.

Cette façon d'expliquer les phénomènes est très simple. On donne encore quelques autres explications. Par exemple si l'on fait agir des oscillations dans le système précédent (fig. 164), les demi-oscillations négatives donnent à la grille une tension $-x + e_t$, il se produit un courant dans le circuit de grille et le condensateur se charge. Les demi-oscillations positives donnent à la grille une tension de $-x - e_t$; à ce moment la tension grille

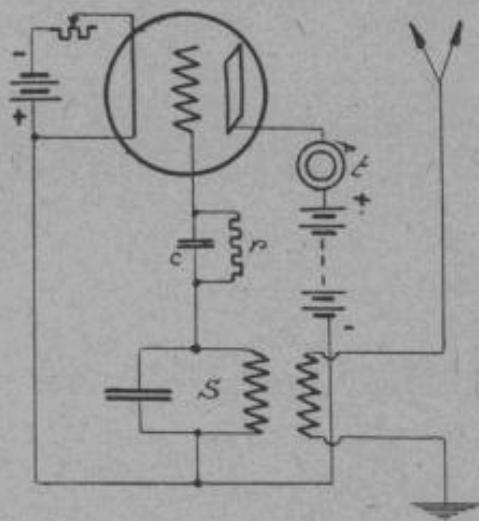


Fig. 164.

correspond à un point à gauche où il ne passe aucun courant dans le circuit grille et le condensateur reste chargé.

Le courant dans le circuit plaque a varié et est devenu plus faible (*fig. 165*).

Comme le condensateur est shunté par une résistance r , il se décharge dans la résistance et amène en oscillant la tension de la grille au point — x . Le courant dans le circuit plaque reprend

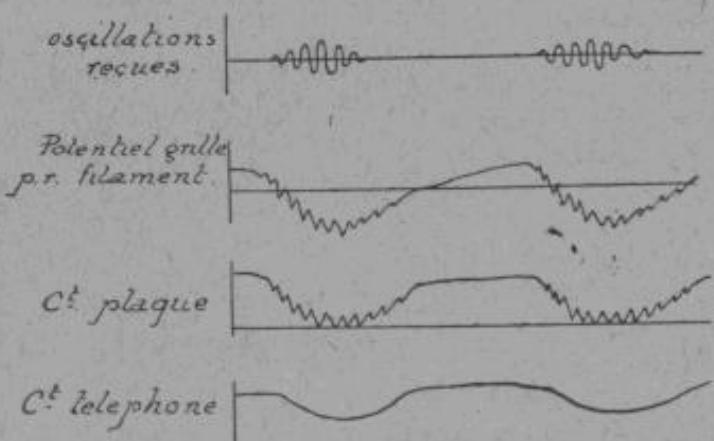


Fig. 165.

lentement sa valeur primitive pendant que les oscillations s'amortissent.

Un train d'oscillations provoque donc une variation du courant dans le circuit plaque et reproduit les variations de potentiel de la grille en les amplifiant. Un son se produira dans le téléphone.

Le condensateur doit pouvoir se charger très vite, sa capacité doit donc être très petite. Sa décharge doit être relativement lente et doit être égale approximativement à la durée du train d'oscillation. La résistance doit donc être assez grande, elle est généralement formée d'un papier sur lequel est tracé un trait d'encre de chine, le tout étant noyé dans de la paraffine. La remarque précédente, correspondant aux ondes relativement courtes, s'applique à ce détecteur.

La résistance r n'est pas indispensable et on peut obtenir un bon fonctionnement en détecteur avec un simple condensateur; ce dernier se décharge alors par la grille.

Remarque. — Il est bien certain que les phénomènes étudiés correspondent à une lampe théorique de caractéristique détermi-

minée. Les différents éléments en jeu varient avec la forme des caractéristiques, la tension pour laquelle le courant grille s'annule, etc... On a vu qu'il était possible d'autre part, en variant tension plaque et température filament, d'amener les caractéristiques de courant grille et plaque à occuper des positions définies.

Il est donc nécessaire avant d'utiliser une lampe d'en connaître les caractéristiques.

Montages pratiques des tubes à vide en détecteur. Tube à vide à deux électrodes. — L'un des premiers montages utilise une lampe à deux électrodes

réliée à un circuit de résonance (fig. 166-a). Les oscillations sont redressées par la valve et agissent sur le primaire *e*, le secondaire étant connecté au récepteur téléphonique.

C'est en réalité le montage de la valve de Fleming légèrement modifié (montage Marconi).

Le montage (*b*) représente une modification du montage *a*, avec même batterie pour la plaque et le chauffage.

Comme ce détecteur est un détecteur de tension, le circuit oscillant doit avoir la capacité la plus petite possible et la plus grande self-induction.

La valve Holweck (*c*) utilise une lame *q* recouverte d'un oxyde spécial (émission 10 fois plus grande qu'avec filament simple). La distance entre anode et cathode est de 0^{mm},1. Le montage est effectué comme l'indique la figure.

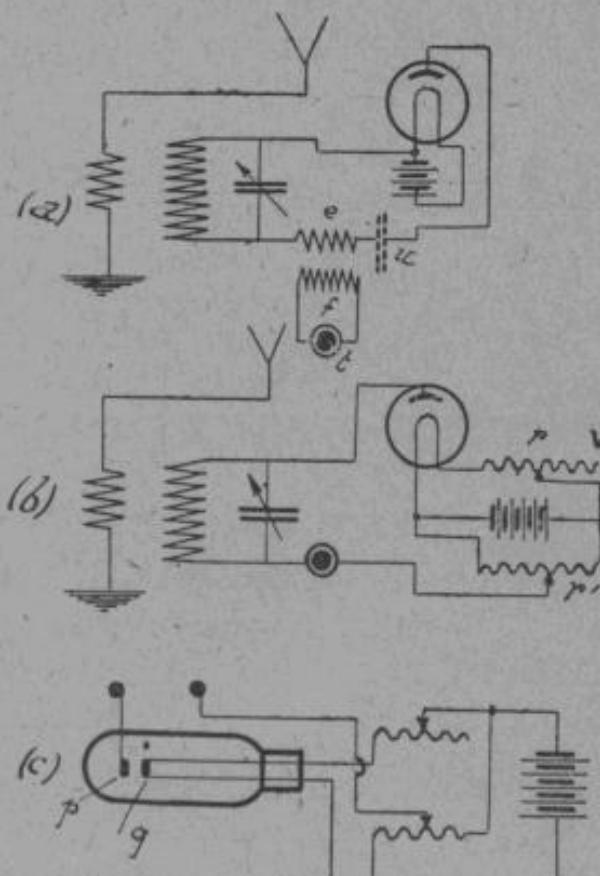


Fig. 166.

Tubes à vide à trois électrodes. — L'audion de M. de Forest est monté comme l'indique la figure 167 (a). Le filament de tantale est alimenté par la batterie de chauffage et la température peut être variée à l'aide d'un rhéostat. La grille est connectée

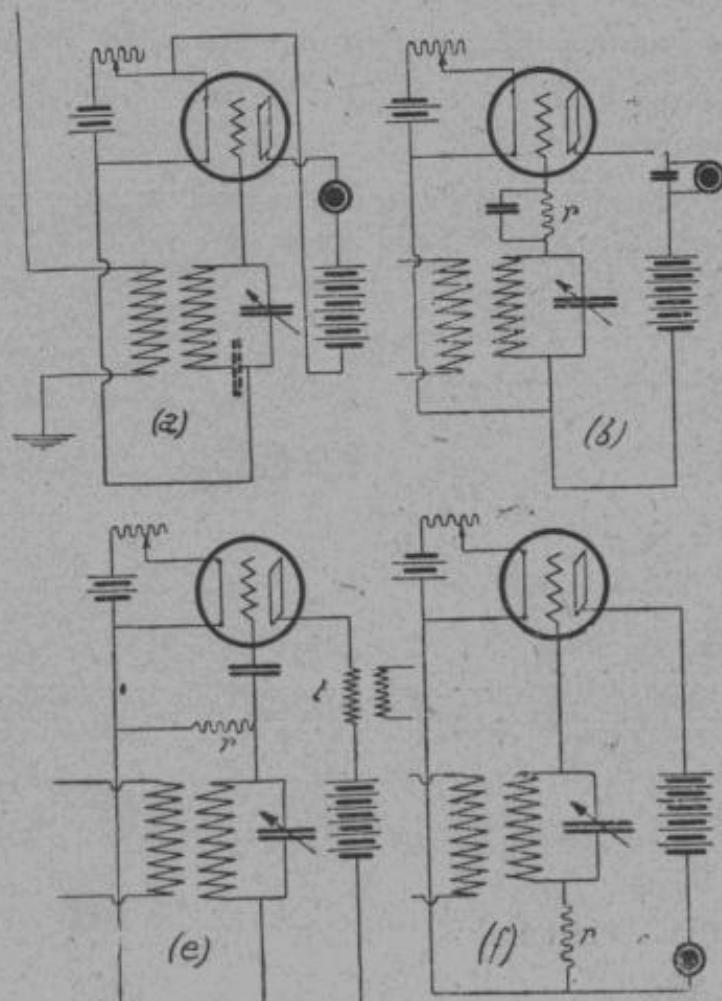


Fig. 167.

directement au circuit oscillant couplé avec l'antenne, et la plaque est reliée par l'intermédiaire du récepteur téléphonique à la batterie (pôle positif). L'autre extrémité ainsi que celle du circuit oscillant sont reliées au négatif du filament. La tension de plaque est d'environ 15 à 40 volts. Les réglages doivent porter sur le degré de chauffage, et le voltage du circuit-plaque.

Le montage des tubes à vide poussé est identique et les schémas *b*, *e*, *f*, représentent les montages classiques des tubes à vide à condensateur shunté. Le téléphone utilisé qui doit être de grande

résistance (3 000 à 5 000 ohms), peut être monté directement dans le circuit plaque ou shunté par un condensateur, ou encore pour éviter sa polarisation, intercalé sur un petit transformateur comme on l'a dit précédemment.

On peut aussi combiner des montages de lampes avec d'autres détecteurs. La figure 168 (a) représente une combinaison de ce

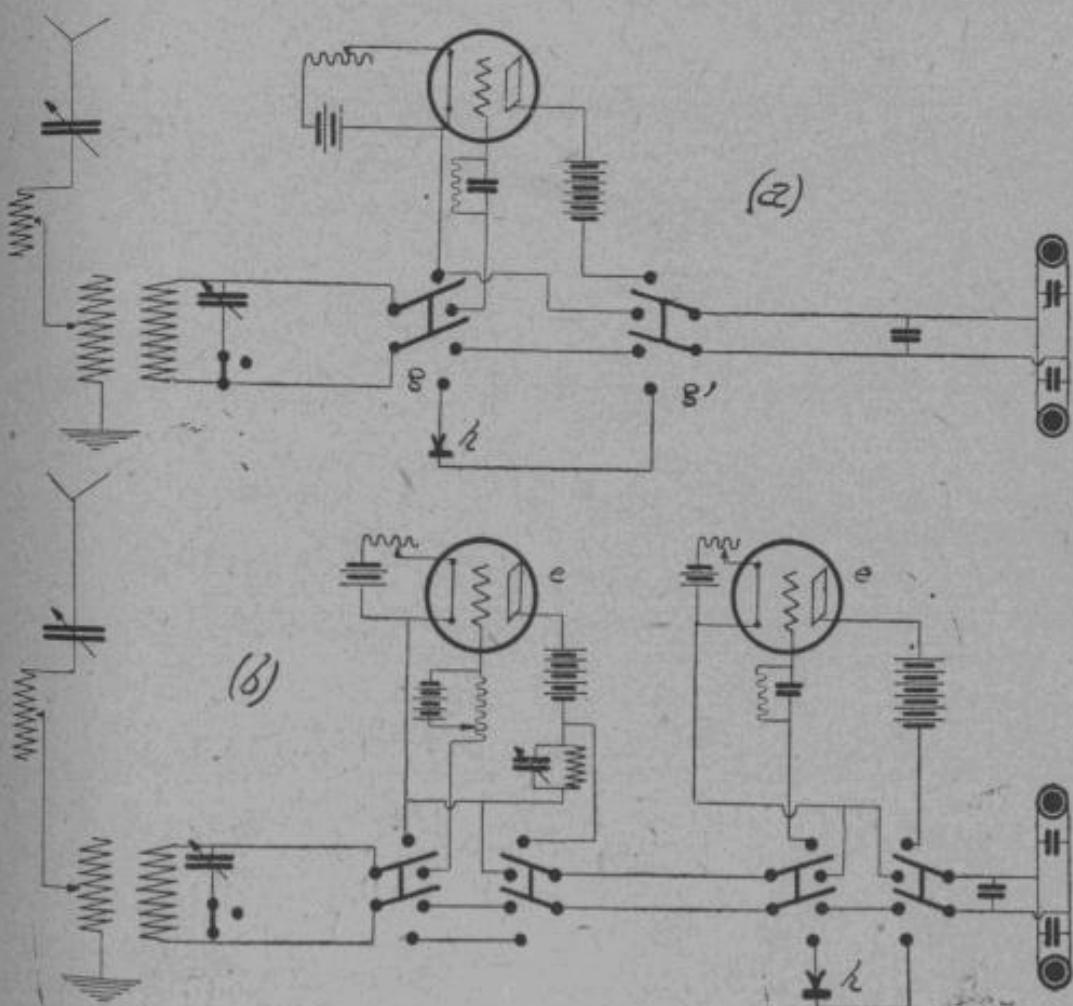


Fig. 168.

genre avec détecteur à cristal et poste de réception. A l'aide des commutateurs g et g' , on peut intercaler, soit le tube à vide détecteur, soit le détecteur à cristal h .

La figure 169 représente deux montages avec lampes américaines à double paroi et plaque extérieure.

Remarque. — Un roulement sourd et irrégulier peut être dû au mauvais état de la résistance shuntant le condensateur.

Une lueur bleuâtre indique que le vide n'a plus la même valeur dans le tube. On doit alors remplacer ce dernier.

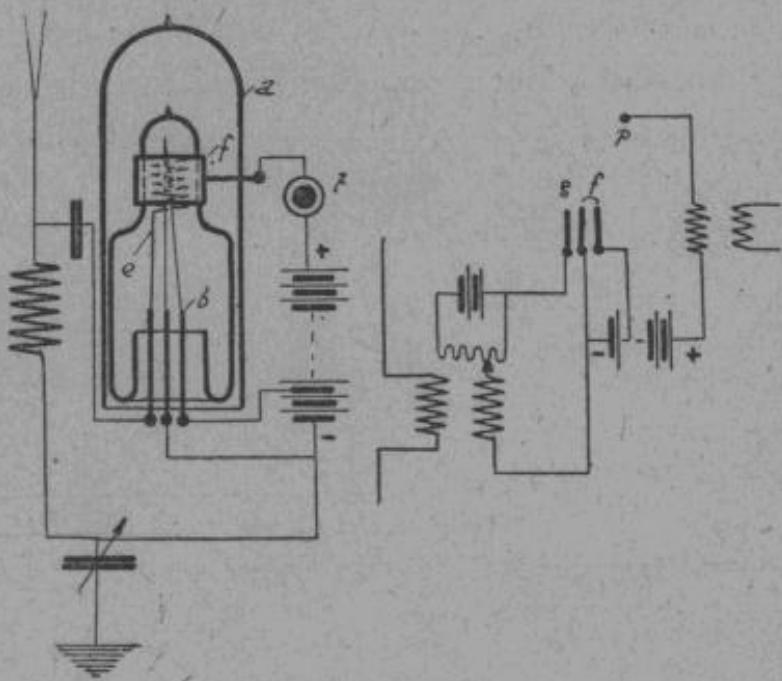


Fig. 169.

Fonctionnement d'un tube à vide en amplificateur. — Principes de fonctionnement. — Si l'on étudie la caractéristique d'un tube à vide, on constate que pour de faibles variations du potentiel de la grille, on obtient des variations très grandes d'intensité dans le circuit de plaque ba , ba' (fig. 170).

Comme d'une part la capacité d'une lampe est très petite et que d'autre part le courant grille aux environs du potentiel négatif du filament est très faible, il suffira de très petites quantités d'énergie pour obtenir des variations de potentiel de la grille.

Le point de fonctionnement devra être tel que les variations de courant se produisent sur la branche ascendante pour que celles-ci soient proportionnelles aux variations de tension grille, c'est-à-dire pour obtenir une proportionnalité entre les courants du circuit et les courants amplifiés.

Il suffit pour une lampe à trois électrodes ordinaire de régler la tension de plaque et le chauffage du filament, de telle façon que la grille étant réunie au négatif de la batterie de chauffage, de

point de fonctionnement se trouve vers le centre de la branche rectiligne.

En principe un amplificateur comportera (*fig. 170-2*) un transformateur dont le primaire S sera relié aux bornes d'arrivée du courant à amplifier, et le secondaire S' intercalé dans le circuit de grille. Le circuit de plaque contiendra comme d'habitude, téléphone *t*, et batterie de plaque.

Le tube fonctionne en somme comme un relais amplificateur, mais sa sensibilité est extrêmement grande puisqu'il ne comporte pas d'organe mécanique et par suite pas d'inertie.

Dans le cas où une seule lampe n'est pas suffisante, on pourra monter plusieurs lampes; il suffira en effet de remplacer le récepteur téléphonique *t* par un transformateur *T'* (*fig. 170-3*); les variations d'intensité de la première lampe passant dans le primaire du transformateur *T'* produisent des variations de tension dans le secondaire, qui agit à son tour sur la grille de la deuxième lampe *l'*.

Un amplificateur tel qu'il vient d'être décrit comporte un organe de liaison entre les deux tubes à vide *l* et *l'* qui est un petit transformateur.

En réalité on peut concevoir d'autres modes de liaison.

Chaque mode de liaison permet, soit l'amplification en haute fréquence, c'est-à-dire avant détection des signaux, soit l'amplification en basse fréquence, c'est-à-dire après détection des signaux.

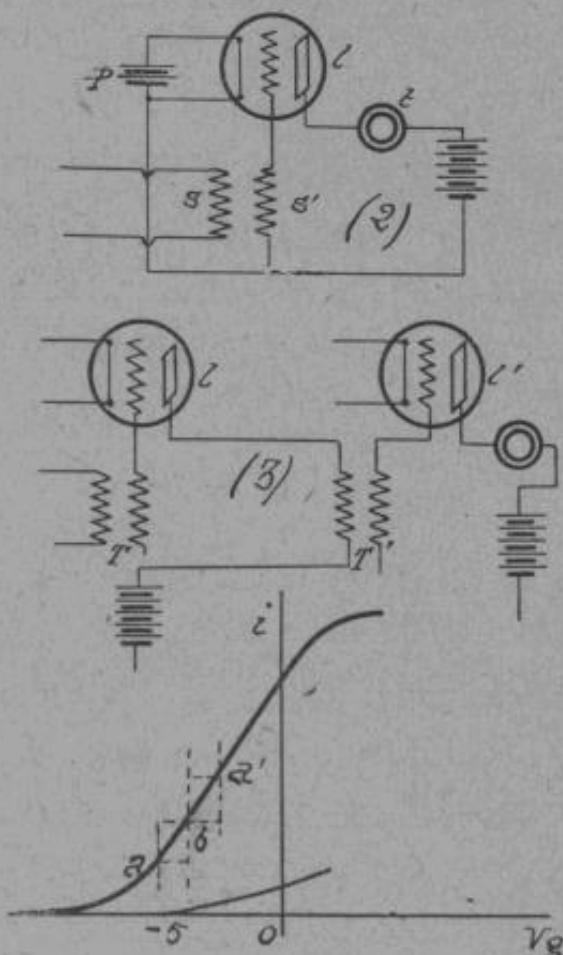


Fig. 170.

Amplificateurs à transformateurs. — Nous venons de voir que l'organe de liaison dans un amplificateur de ce genre est le transformateur, et nous savons que suivant la position du détecteur nous pourrons obtenir une amplification en H. F. ou bien en B. F.

Dans ces deux types d'amplificateurs, les transformateurs ne sont pas identiques.

Les transformateurs pour haute fréquence sont généralement sans fer, ou bien avec fer, mais les tôles employées doivent être très fines ($\frac{5}{100}$) pour éviter les pertes. D'autre part les enroulements doivent être très espacés et bien réglés pour la longueur d'onde à recevoir (coefficient de self-induction doit dépendre de la longueur d'onde à recevoir).

Les transformateurs pour basse fréquence sont construits avec des tôles de $\frac{2 \text{ à } 3}{10}$ et le rapport de transformation varie entre

3 et 5.

Il faut en principe que la résistance apparente de l'enroulement du transformateur soit de l'ordre de grandeur de la résistance du circuit auquel il est relié; par exemple :

Primaire : $R = 20\,000$ à $70\,000$ ohms, si la résistance interne de la lampe $\rho = 500$ à $2\,000$ ohms.

Secondaire : $R = 100\,000$ à $250\,000$ ohms, si $\rho = 5\,000$ à $20\,000$ ohms.

Remarques. — On peut en général alimenter toutes les plaques à l'aide de la même batterie de potentiel, et tous les filaments à l'aide de la même batterie de chauffage (sur laquelle on intercale un rhéostat).

Si l'on augmentait indéfiniment le nombre de lampes, le courant de grille augmenterait et il arriverait un moment où la lampe absorbant de l'énergie au lieu d'en restituer, il n'y aurait plus amplification. D'autre part l'amplificateur augmente dans les mêmes proportions les parasites atmosphériques. Enfin les tubes à vide peuvent entretenir des oscillations entretenues parasites, les selfs et les capacités des différents enroulements formant des

circuits oscillants où il peut prendre naissance des oscillations de fréquence musicale, ou bien provoquer des battements impressionnant le téléphone.

Il est donc nécessaire de séparer les enroulements des transformateurs, ainsi que les liaisons générales, pour éviter les capacités parasites ; on obtiendra ainsi de bons résultats en reliant les tôles au pôle positif de la batterie de plaque.

Il est en général difficile de dépasser plus de 3 à 4 étages d'amplification, surtout en basse fréquence, où les oscillations parasites s'amorent facilement.

Pour 3 lampes d'amplification, on peut admettre qu'on amplifie 125 fois environ.

Lampes de couplage. Amplificateurs à résonance. — Il est possible, au lieu d'employer le couplage par induction, d'utiliser une lampe reliée d'une part au primaire et d'autre part au secondaire d'un poste de réception. On évite ainsi les difficultés dues aux réglages des deux circuits et à la réaction du secondaire sur le primaire dans les couplages non très lâches.

La figure 171 représente un montage de ce genre ; en utilisant

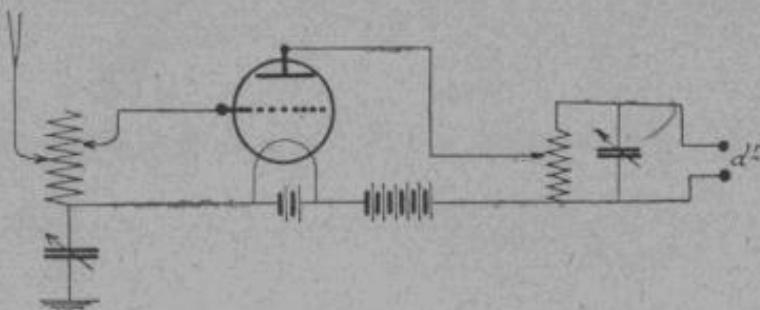


Fig. 171.

un détecteur, ou en montant un deuxième tube à vide aux bornes d^t , on obtiendra un poste complet pour lequel les réglages seront facilités.

L'amplificateur à résonance dérive du dispositif à couplage par lampes ; l'organe de liaison est ici un circuit oscillant c (fig. 172), couplé par induction avec une self t intercalée dans le circuit de grille de la deuxième lampe.

En réalité on voit que l'amplificateur à résonance est un amplificateur à transformateur dans lequel le primaire et le secon-

daire peuvent être réglés sur les oscillations à recevoir, grâce à l'adjonction de condensateurs. Les organes selfs et capacités doivent être réglables de façon à permettre les accords.

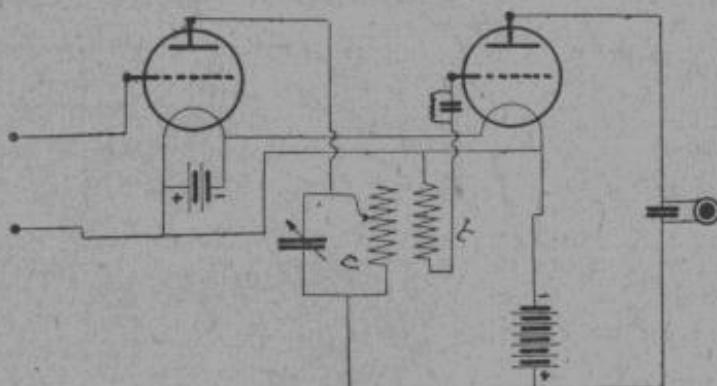


Fig. 172.

On peut tout aussi bien utiliser un auto-transformateur (fig. 173), mais il faut définir le potentiel de la grille suivante, en la reliant au pôle positif de la batterie de chauffage, par l'intermédiaire d'une petite résistance (de 4 mégohms).

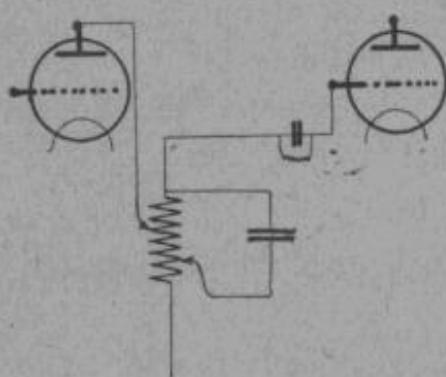


Fig. 173.

Ce type d'amplificateur, très employé dans les grandes stations, peut être utilisé pour la marche en H. F. ou en B. F. Il permet des réceptions très syntonisées et par conséquent élimine les parasites ou

les transmissions gênantes; par contre les réglages sont très délicats et il convient surtout aux réceptions n'exigeant pas la recherche des postes.

On ne doit pas d'autre part employer beaucoup d'étages d'amplification, parce que des oscillations parasites s'amorcent facilement.

Amplificateurs à résistances. — On utilise ici une résistance R pour transmettre la tension à amplifier d'une lampe à une autre (fig. 174). Le courant en passant dans la résistance produit entre ses extrémités une différence de potentiel alternative qui

est appliquée sur la grille de la lampe suivante, par l'intermédiaire d'un petit condensateur c .

Une résistance r de 3 à 4 mégohms relie la grille de la lampe au pôle positif de la batterie de chauffage, de façon à maintenir le potentiel moyen de la grille constant.

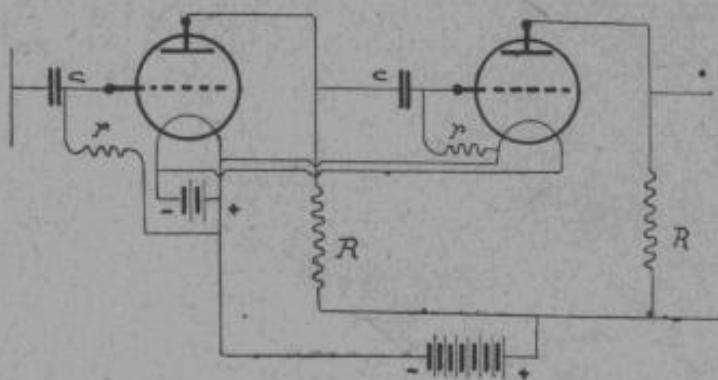


Fig. 174.

La résistance R doit être choisie de telle façon que la chute de tension soit aussi grande que possible, mais elle ne doit pas être trop grande car le courant dans le circuit de plaque serait trop faible, et on sortirait de la partie rectiligne de la courbe caractéristique.

$R = 70\,000$ à $80\,000$ ohms pour 40 à 80 volts à la plaque.

$R = 120\,000$ ohms pour 160 volts à la plaque.

La valeur de la capacité de liaison c varie suivant la fréquence des oscillations.

Si $F \geq 100\,000$ ($\lambda = 3\,000$)	$c = 0,00005$ m.f.
— 30 000 ($\lambda = 10\,000$)	— 0,00015 —
— 3 000	— 0,0015 —
— 300	— 0,015 —
— 30	— 0,15 —
— 3	— 1,5 —
— 0,3	— 15 —

Cet amplificateur ne fonctionne bien qu'à partir de 600 mètres de longueur d'onde, à cause des capacités parasites. Au-dessous

de cette valeur, on emploie des lampes à cornes, ou bien on « super-hétérodyne ». Il amplifie surtout les transmissions faibles et est très bon contre les parasites.

Le montage d'une liaison montre que cet amplificateur ne nécessite pas de détecteur, chaque lampe produisant plus ou moins un effet de détection. Par un calibrage un peu plus faible de la dernière capacité, on limite en général l'effet de détection à

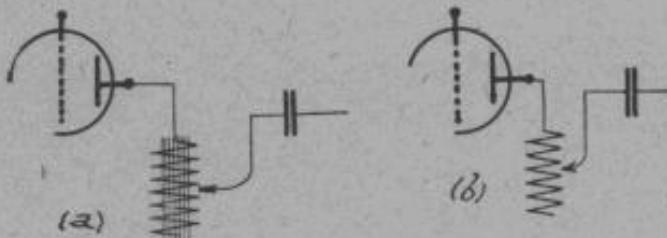


Fig. 175.

la dernière lampe, dans le cas de montage en H. F.

Dans certains types d'amplificateurs, la résistance est remplacée par une self avec ou

sans fer (montages *a* et *b*, fig. 175). Ce type de liaison permet d'obtenir de bons rendements, si la fréquence du courant est telle que :

$$\omega L > 50\,000 \text{ ohms.}$$

On est en général limité par la valeur trop faible de L en B. F. et par la capacité des enroulements en H. F.

Un amplificateur à self ne reçoit bien qu'à partir de 500 mètres de longueur d'onde; d'autre part les réglages sont très délicats.

Montages pratiques des tubes à vide en amplificateurs. — De nombreuses combinaisons ont été réalisées. En général on combine plusieurs étages d'amplification en H. F. suivis de plusieurs étages d'amplification en B. F.

Les amplificateurs à H. F. utilisent, soit des liaisons par transformateurs ou par résistances. L'une des méthodes les plus employées est celle consistant à utiliser 2 à 3 étages H. F. à résistances suivis d'une lampe détectrice, et de 2 à 3 étages B. F. à transformateurs.

Nous allons étudier les principales combinaisons réalisées, sans entrer dans les détails de construction. Nous ferons remarquer que de nombreux amplificateurs dérivent des principaux types que nous présentons.

Couplage par tubes à vide. — La figure 176 représente en *a* deux tubes à vides *l* et *l'* dont l'un est monté en couplage et

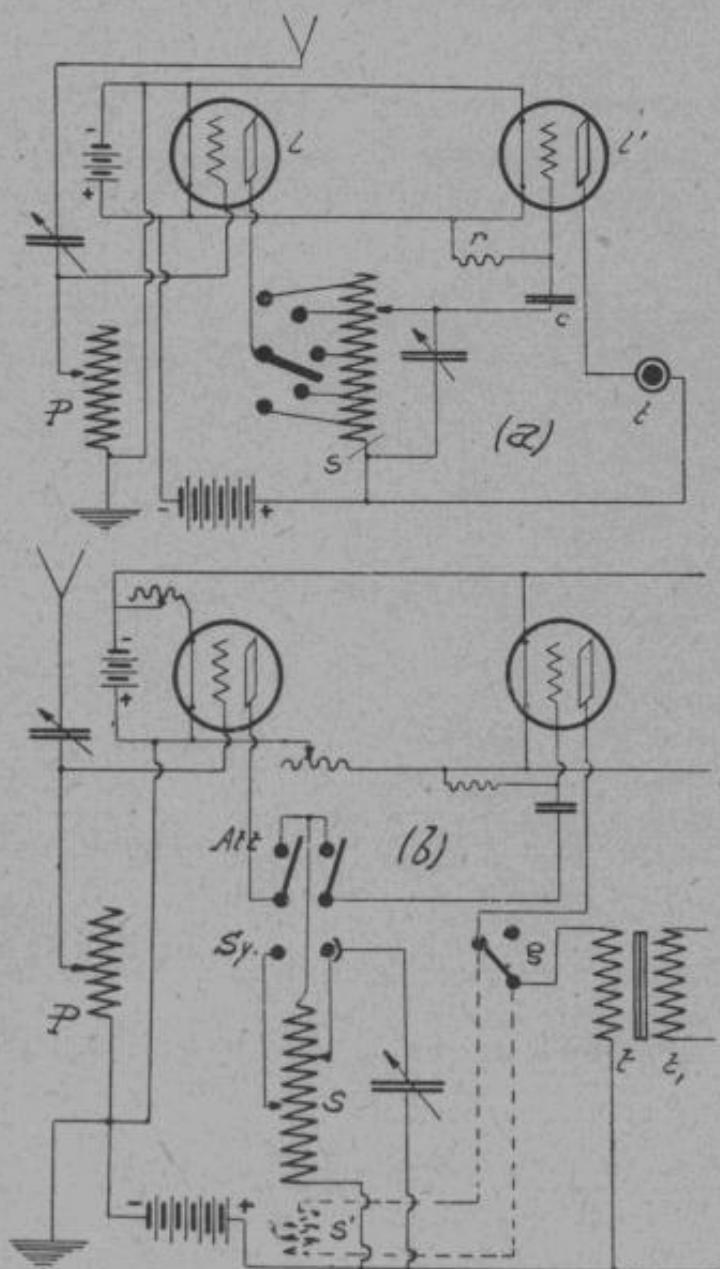


Fig. 176.

l'autre en détecteur. On obtient ainsi un poste de réception complet ayant l'avantage d'amplifier le courant à H. F.

Le schéma *b* représente une boîte de réception à couplage par lampe (modèle T. M.) qui peut être connectée à un amplificateur B. F.

Les deux positions du commutateur (*att* et *sy.*) permettent la

mise en circuit ou non du condensateur variable, c'est-à-dire rendent le circuit secondaire apériodique ou oscillant.

Un second commutateur *g* permet la réaction pour la marche en autodyne.

Montages d'amplificateurs à résonance. — La figure 177

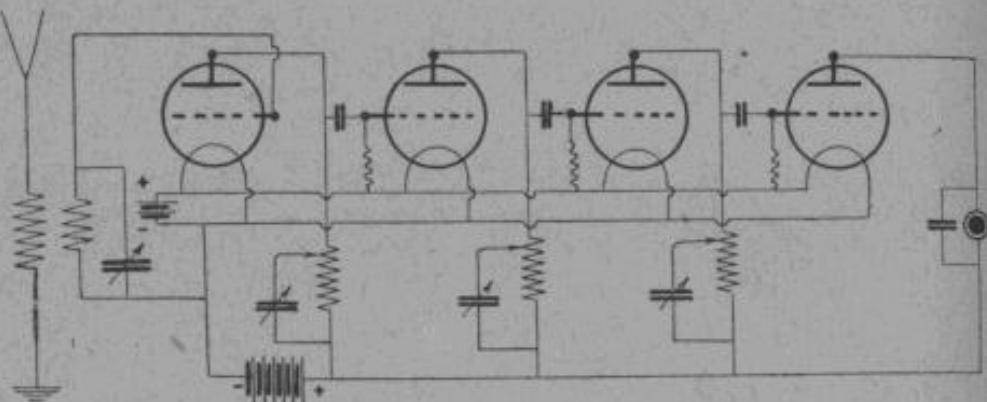


Fig. 177.

représente un amplificateur à résonance à quatre lampes qui peut tout aussi bien être classé dans les amplificateurs à selfs.

Montages d'amplificateurs à transformateurs. — La figure 178 représente :

En *a* — le montage d'un amplificateur à B. F. qui a été très employé pendant la guerre et a permis l'amplification des signaux de T. S. F. et de T. P. S. Les trois prises $s_1 s_2 s_3$ permettent d'adapter la résistance du circuit primaire à la résistance du circuit dans lequel il est intercalé.

En *b* — le montage de deux lampes, en amplificateur et en détecteur. Dans ce cas on se sert d'une source auxiliaire pour la lampe montée en amplificateur; le secondaire du transformateur intermédiaire est monté avec condensateur réglable.

En *c* — le montage d'une lampe en détecteur et de deux lampes en amplificateur B. F.

Le montage de la figure 179 correspond à un type d'amplificateur à basse fréquence sans détecteur. La marche avec détecteur peut être obtenue en manœuvrant le commutateur *S*, qui intercale dans le circuit grille de la première lampe le condensateur shunt nécessaire.

On peut aussi n'utiliser qu'uné ou deux lampes

Montages d'amplificateurs à résistances. — L'amplificateur représenté figure 180 est à liaison par résistances. Le commutateur f permet d'utiliser deux à quatre lampes.

Un condensateur spécial s permet l'amorçage d'oscillations

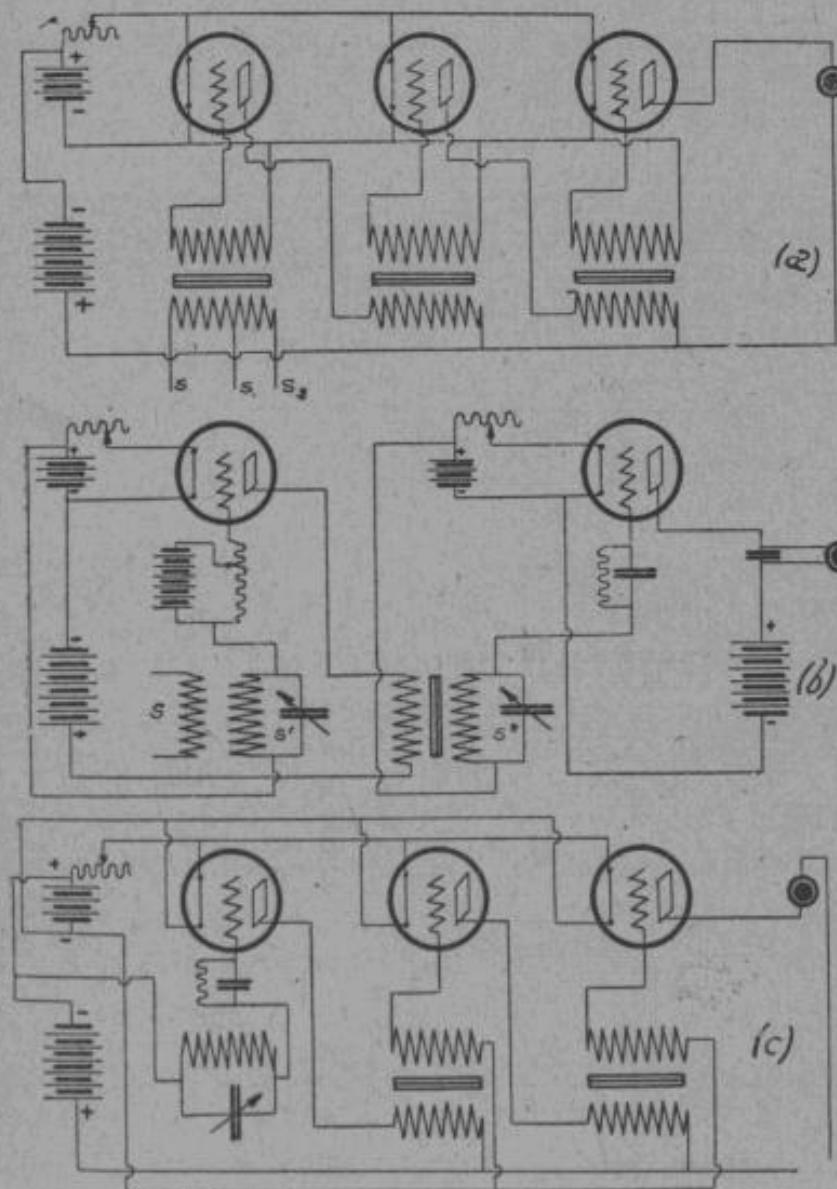


Fig. 178.

entretenues locales, ou le décrochage d'oscillations parasites (voir réaction). Un milli-ampèremètre shunté par un condensateur indique l'accrochage des oscillations.

Combinatoires spéciales. — La figure 181 représente un amplificateur à H. F. à liaison pair résistances, suivi de deux étages

d'amplification à B. F. par transformateurs (6 H. F. — 2 B. F.). Il permet aussi la réception des ondes entretenues.

La figure 182 représente un amplificateur à 6 lampes et à trans-

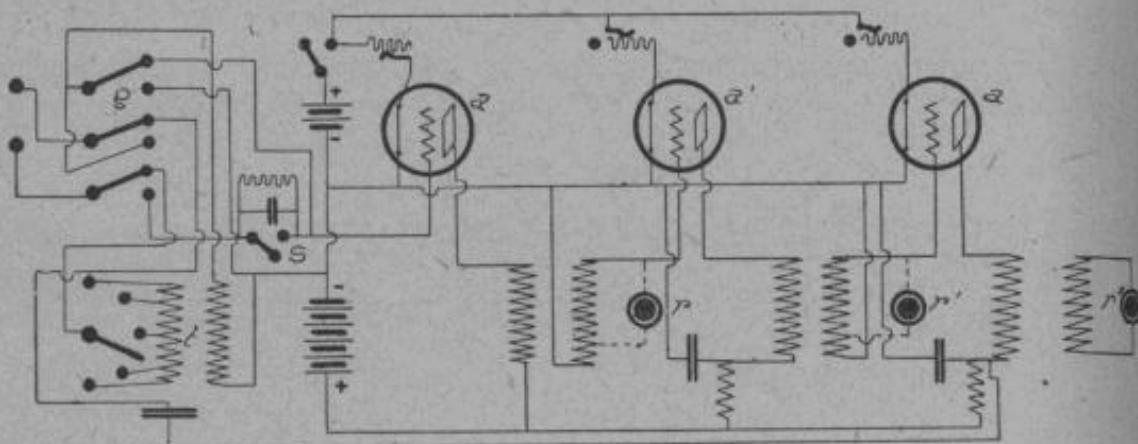


Fig. 179.

formateurs, dont 3 en H. F., une détectrice, et 2 en B. F. Il est monté avec récepteur Tesla.

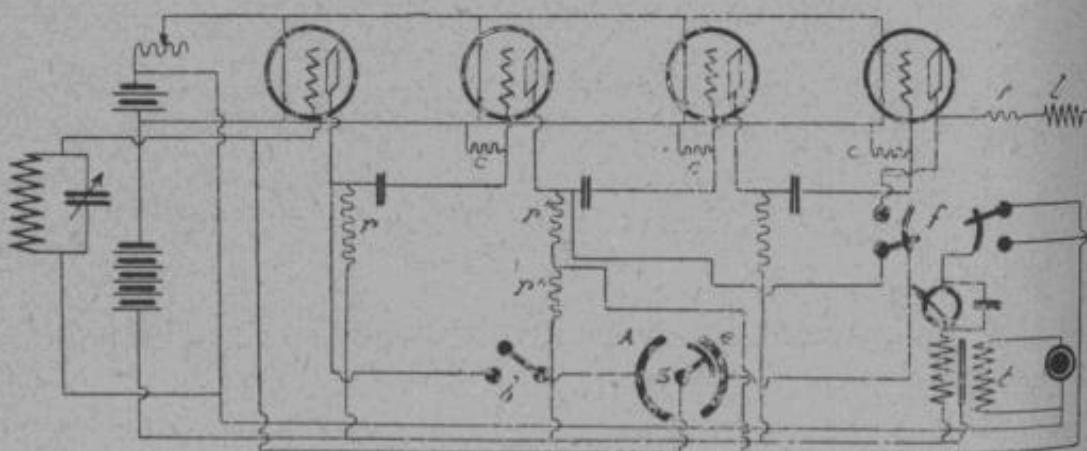


Fig. 180.

La figure 183 représente un amplificateur spécial à quatre lampes, les trois premières amplifiant en H. F., la quatrième détectant. Le courant détecté est alors envoyé dans les lampes 2 et 3, où il est amplifié en B. F.

On monte pour cela deux groupes de transformateurs en série;

les premiers spéciaux à la H. F. sont construits avec des noyaux en tôle très mince et très perméable et comportent peu de spires. Les autres destinés à la B. F. sont shuntés par des condensateurs, pour laisser passer les courants à haute fréquence.

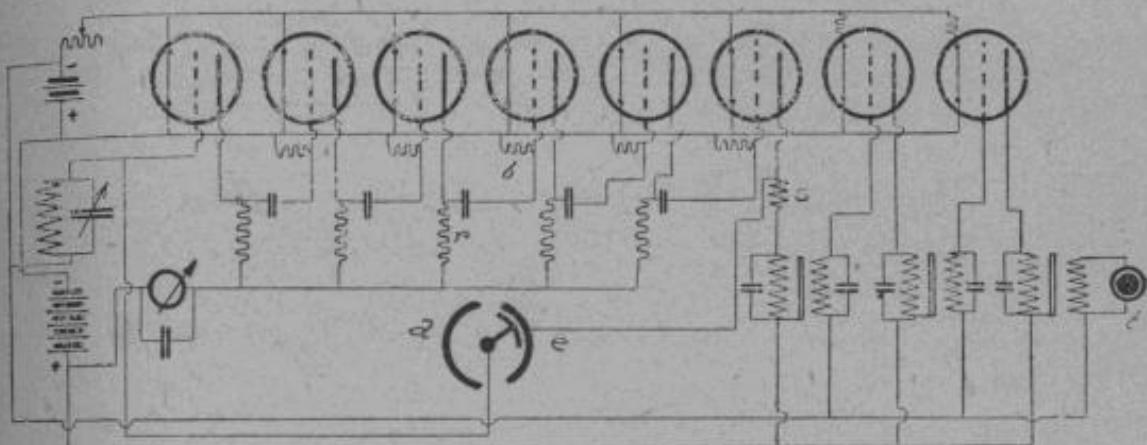


Fig. 181.

Cet amplificateur très sensible, permet de recevoir de faibles longueurs d'onde, mais les réglages sont très délicats.

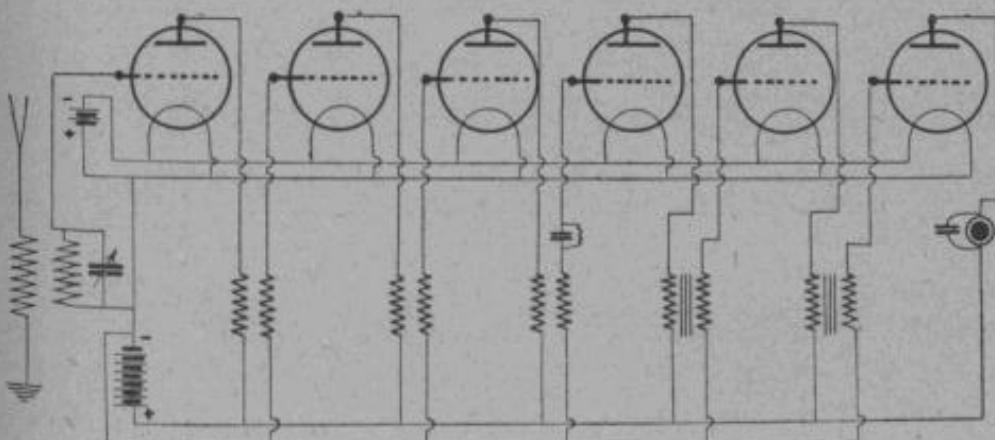


Fig. 182.

La figure 184 représente un amplificateur à très basse fréquence à résistance, dû aux travaux de MM. Abraham et Bloch, et destiné à amplifier des variations de courant de fréquence de l'ordre de quelques périodes par seconde, pour permettre l'inscription mécanique des signaux de télégraphie sans fil.

Cet appareil est un amplificateur à liaison par résistances et capacités (très grandes), qui doit être intercalé entre un amplificateur ordinaire et le relais d'inscription.

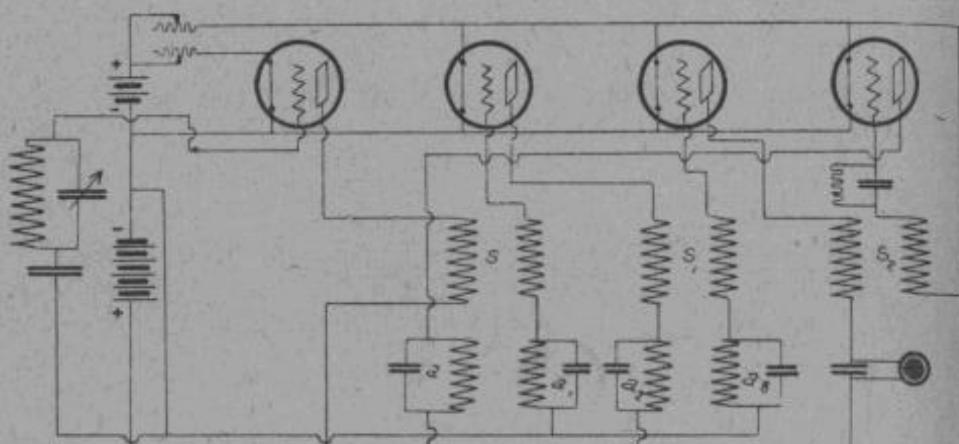


Fig. 183.

L'appareil est représenté avec commutateur c' permettant d'utiliser un ou plusieurs étages d'amplification ; la dernière lampe est

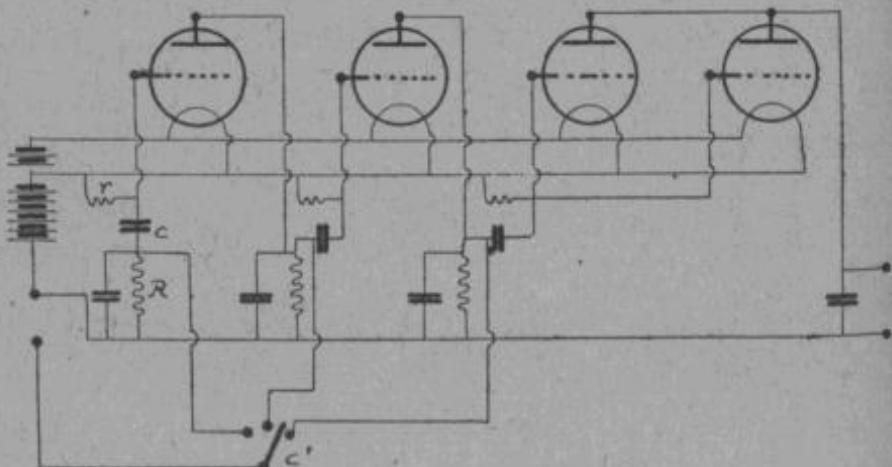


Fig. 184.

d'autre part montée en parallèle avec d'autres lampes pour obtenir un courant d'intensité appréciable.

Comme on l'a déjà dit, la détection s'opère de nouveau sur l'ensemble des lampes.

De nombreux autres appareils, permettant des amplifications

de courants même continus, ont été construits et ont donné des résultats satisfaisants.

Remarques générales sur la construction des condenseurs. Résistances et transformateurs employés dans les amplificateurs. — 1^o *Condenseurs.* Les condenseurs employés sont de petits condenseurs fixes à lame isolante en mica, papier paraffiné, etc. Il est très facile d'en construire et de les étalonner à l'aide de contrôleurs d'onde ou par des méthodes industrielles.

— 2^o *Résistances.* Elles sont constituées par des traits de crayon ou d'encre de chine sur du papier, ébonite, etc.

L'étalonnage peut s'effectuer avec un milliampèremètre et une batterie de piles ou d'accumulateurs de 40 à 80 volts; il suffit d'appliquer la loi d'Ohm.

Les résistances doivent être protégées par une légère couche de paraffine; malgré cette enveloppe protectrice, des variations de résistance se produisent assez fréquemment.

Pour les éviter, on a construit des résistances métalliques, ou bien encore on a utilisé le bombardement cathodique, pour obtenir une légère couche métallique sur un tube de verre; ces dernières résistances sont très stables et sont utilisées dans la construction d'amplificateurs de mesure.

3^o *Transformateurs.* Nous avons dit précédemment que les transformateurs pour H. F. étaient généralement sans fer, tandis que les transformateurs B. F. étaient avec fer (voir amplificateurs à transformateurs).

Il est difficile de donner des précisions sur la construction de ces transformateurs, l'étude théorique ne permettant de déterminer que les conditions approximatives de bon fonctionnement.

En ce qui concerne les transformateurs à B. F., le noyau est généralement à circuit magnétique fermé; il est constitué par des tôles de $\frac{2 \text{ à } 5}{10}$ (fig. 185), ou des fils de fer de 0,5. Les enroulements sont presque toujours superposés.

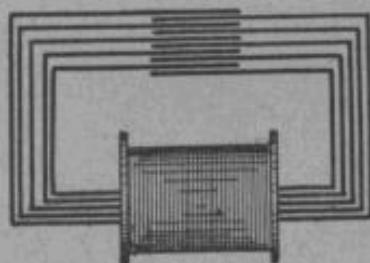


Fig. 185.

Le rapport de transformation est de :

Transformateurs de liaison entre lampes — de 3 à 5.

— téléphoniques — de 1 à 1,5.

— d'entrée — de 5 à 10.

Remarques générales sur le fonctionnement des amplificateurs. — 1° Pour de faibles signaux, il est préférable d'amplifier d'abord avant de détecter.

2° Si des oscillations parasites prennent naissance, c'est-à-dire si l'amplificateur chante ou siffle, on peut arrêter ces oscillations en agissant sur le chauffage, en renversant le sens du courant dans le récepteur téléphonique, ou encore en mettant un point à la masse (borne négative de chauffage à la terre).

Il faut aussi remarquer que des oscillations parasites peuvent s'amorcer par l'existence de capacités ou selfs parasites (rapprochement de fils de connexion par exemple).

Enfin sachant que deux oscillations interférant, peuvent donner lieu à des battements, l'une des oscillations peut être de fréquence très élevée.

3° Si l'appareil produit des craquements espacés, cela peut provenir d'une lampe mauvaise ou d'un isolement défectueux. Une lueur bleuâtre dans la lampe, indique que cette lampe est trop poussée ou que le vide est imparfait.

4° Un amplificateur peut chanter quand on augmente l'amplification, en réduisant l'intensité du courant grille. Par cette manœuvre, l'amortissement du circuit oscillant de réception devient plus grand et il peut se produire des oscillations parasites.

5° L'amplificateur, ainsi que les accumulateurs, doivent être montés dans un endroit sec et sur des supports isolants; en particulier l'amplificateur doit être mis à l'abri des vibrations.

La mise partielle à la terre de la batterie de plaque peut entraîner une diminution de tension et varier la caractéristique du tube employé.

6° Il faut éviter de toucher aux bornes et fils pendant le fonctionnement, on pourrait ainsi provoquer des capacités parasites

du corps par rapport à la terre, capables de donner naissance à des oscillations entretenues.

Fonctionnement d'un tube à vide en générateur d'oscillations.

— Le tube à vide a permis d'entretenir des oscillations non amorties le long d'un circuit oscillant. C'est l'un des plus importants progrès de la télégraphie sans fil. Cette propriété spéciale a été utilisée pour la génération et pour la réception des ondes entretenues.

On sait que ce qui distingue les ondes amorties des ondes entretenues, c'est l'amortissement. Si par un moyen quelconque, on arrive à donner à chaque oscillation amortie une certaine quantité d'énergie correspondant à celle qu'il a perdue pendant l'oscillation précédente, l'oscillation ne sera plus amortie ; cet apport d'énergie peut être comparé au pendule d'une horloge qui reçoit périodiquement un apport d'énergie mécanique fournie par le ressort.

Dans le tube à vide, la grille peut justement servir d'échappement, et la pile de plaque représenter le ressort accumulateur d'énergie.

Si l'on considère le montage 2 (*fig. 186*) quand on allume la lampe, le circuit de plaque est fermé et un courant circule dans le circuit ; la force électromotrice produite dans le circuit oscillant *p*, provoquera des oscillations électriques qui vont en principe s'amortir. Mais si la bobine de *p* est suffisamment rapprochée de la bobine *g* située dans le circuit grille, elle induira une force électromotrice dans *g*, qui fera varier le potentiel de la grille autour du point *o* par exemple *oa₁* et *oa₂*. Ces variations étant de même période que les oscillations produites dans *p*, il en résultera une variation périodique du courant, *oa* et *oa'*, dans le circuit de plaque, c'est-à-dire que les variations de potentiel de la grille ouvriront ou arrêteront périodiquement le courant de plaque, fournissant ainsi l'apport d'énergie nécessaire, pour que les oscillations s'entretiennent.

Entretien des oscillations. — On conçoit facilement que l'apport d'énergie doit compenser exactement les pertes du circuit

oscillant, par conséquent les variations du courant de plaque doivent être suffisantes pour que l'entretien se produise.

De l'étude des conditions techniques de marche de la lampe, on peut retenir :

Que si le système n'est pas apériodique et s'il n'y a pas une quantité d'énergie suffisante fournie au circuit oscillant, les oscillations s'amortiront plus ou moins rapidement. Ceci se produira quand le couplage entre la bobine p et la bobine g sera trop faible. Pour qu'il y ait entretien, il faut que le coefficient d'induction mutuelle des deux bobines soit négatif, et plus grand qu'une certaine valeur limite.

Cette valeur limite est donnée par la formule :

$$M > \frac{I}{K} (L + cR_i R);$$

K = constante d'amplification.

L = coefficient de self-induction de la bobine plaque en henrys.

M = coefficient d'induction mutuelle en henrys.

R_i = résistance de la bobine plaque filament en ohms.

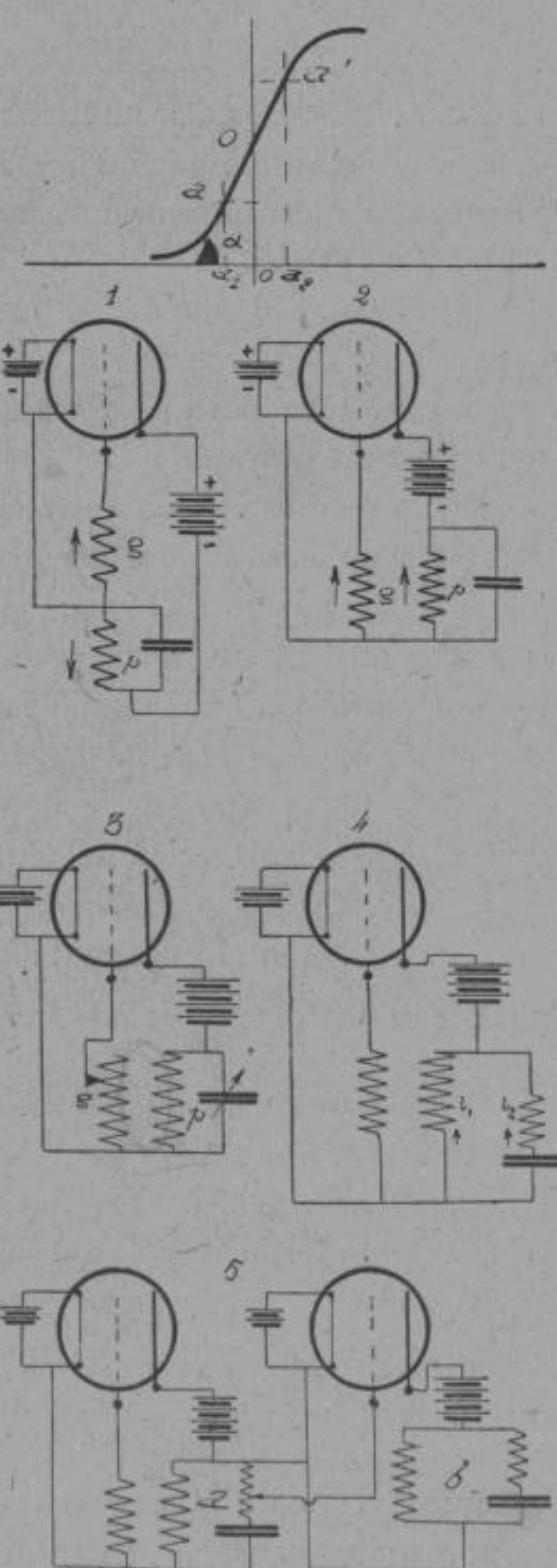


Fig. 186.

R = résistance apparente du circuit oscillant (R total).



c = capacité de l'antenne ou du circuit oscillant en farads.

Si M est plus grand, il y a entretien des oscillations, l'énergie fournie par la plaque est très grande, et le fonctionnement est stable.

Si M est égal à cette valeur, il y a entretien des oscillations, mais la moindre variation peut amener le décrochage.

$$M = \frac{1}{K} (L + cR_i R) \text{ est appelée limite d'entretien.}$$

Dire que le coefficient d'induction mutuelle est négatif (1 et 2, fig. 186) signifie qu'un courant ayant un sens positif donné dans une bobine détermine un flux de force dans la seconde, en sens inverse de celui que produirait un courant positif circulant dans cette bobine [bobines enroulées dans même sens en (1), bobines en sens inverse (2)].

Le couplage minimum, au-dessous duquel les oscillations ne s'amorcent plus, dépend aussi de la forme des caractéristiques et de la fréquence des oscillations. Il varie en sens inverse de la fréquence.

Pour régler pratiquement le couplage, on agit sur le nombre de spires des bobines (3) ou sur l'induction mutuelle.

Pour tout couplage supérieur à la condition limite minimum, la pile de plaque fournit une quantité d'énergie supérieure à celle dissipée, il en résulte une augmentation d'amplitude.

Stabilité des oscillations. — En supposant une courbe caractéristique rectiligne, toute augmentation d'amplitude correspond à une nouvelle augmentation d'amplitude, et un régime stable n'est pas atteint. En réalité un régime stable peut être atteint grâce à la forme de la caractéristique ; en effet les variations de tension de grille peuvent amener le point de fonctionnement dans les régions de saturation. À partir de ce moment il n'y a plus augmentation du courant-plaque.

Plus le couplage est faible, plus grandes seront les variations de courant, et au contraire plus le couplage est fort, plus faibles seront les variations du courant.

Il y aura donc avantage à choisir un couplage très faible qui corresponde à une grande amplitude, mais si l'on descend au-des-

sous de la valeur limite, il n'y a plus entretien des oscillations.

Le couplage choisi doit être tel qu'il se rapproche le plus possible de la valeur limite définie précédemment, sans amener de décrochage, c'est-à-dire en restant légèrement supérieur à cette valeur limite.

Cette valeur supplémentaire permettra d'éviter le décrochage pour des variations de résistance du circuit oscillant ; on obtiendra alors un régime assez stable de fonctionnement.

Si l'on recherche ce régime de fonctionnement, moins stable en réalité que pour des couplages plus grands, on obtient un courant à peu près sinusoïdal. Pour des régimes stables, les variations de courant ne sont plus proportionnelles aux variations de potentiel, le courant n'est plus sinusoïdal et les harmoniques prennent naissance.

Puissance fournie au circuit oscillant. — La théorie montre que la puissance dépensée par la lampe diminue lors de l'amorçage des oscillations (puissance de chauffage du filament non comptée), mais la puissance moyenne fournie par la pile de plaque ne change pas.

La limite supérieure du rendement d'un générateur d'oscillations, réglé pour la plus grande intensité possible, sera donnée par :

$$\frac{RI^2 \text{ eff.}}{v_0 j_0} = \frac{1}{2}$$

$RI^2 \text{ eff.}$ = puissance dépensée dans le circuit oscillant.

$v_0 j_0$ = puissance fournie par la pile de plaque.

La résistance R du circuit oscillant qui correspond à ce maximum de rendement est :

$$R = \frac{j'_0}{v_0} \frac{L}{C}$$

Elle est d'autant plus faible que la capacité est plus grande et la self-induction petite (M. Gutton).

Période des oscillations. — La période des oscillations est sensiblement égale à :

$$T = 2\pi\sqrt{LC}$$

$$\text{En théorie on trouve à la limite d'entretien : } T = \frac{2\pi\sqrt{LC}}{\sqrt{1 + \frac{R}{\rho}}}$$

R = Résistance du circuit oscillant

ρ = Résistance de la lampe.

mais comme $\frac{R}{\rho}$ est très petit vis-à-vis de l'unité, on peut admettre la formule de Thomson.

La température du filament a aussi une influence sur la période, elle diminue avec la température.

Courant de grille. — Quand le système oscille, le potentiel de la grille reliée au pôle négatif de la lampe est tel que le courant n'est pas nul, ce que marque d'ailleurs un milliampèremètre (courant moyen) intercalé dans le circuit. On peut diminuer la valeur de ce courant, en intercalant une batterie de piles ou un condensateur shunté (rendement amélioré et diminution de l'échauffement de la lampe).

Alimentation de la plaque. — On alimente généralement la plaque à l'aide de batteries d'accumulateurs, mais pour des postes de moyenne puissance on utilise des génératrices à courant continu. Dans ces conditions, il est nécessaire d'intercaler sur le circuit-plaque un condensateur permettant de transmettre les courants à haute fréquence, et de protéger la source par des self-inductions ; on évite aussi les dérivations dues à la capacité de la source avec le sol.

Cas d'un générateur, où la self du circuit oscillant n'est pas en totalité dans le circuit-plaque. — Dans ce cas, correspondant à une antenne montée aux bornes de la self de plaque (h), le coefficient d'induction mutuelle doit encore être négatif. Pour obtenir la condition limite d'entretien, la self de grille devra avoir un grand nombre de spires.

Couplages par capacité entre grille et plaque. — On emploie aussi d'autres modes de couplages entre le circuit oscillant et la grille.

On peut par exemple monter un condensateur c (fig. 187) entre la bobine de plaque et de grille (a).

Dans ces conditions une partie du courant du circuit oscillant est dérivée dans le condensateur c et la bobine-grille. Un courant circule dans la bobine-grille et y induit une force électromotrice qui fait varier le potentiel de la grille.

Si le potentiel de la grille est élevé au moment où celui de la plaque est abaissé, les oscillations seront entretenues. La plus grande intensité est obtenue avec une capacité c minimum, telle que l'ensemble capacité C et self-induction grille L soit au-dessous de la résonance (M. Gutton).

$$L\omega - \frac{1}{C\omega} < 0.$$

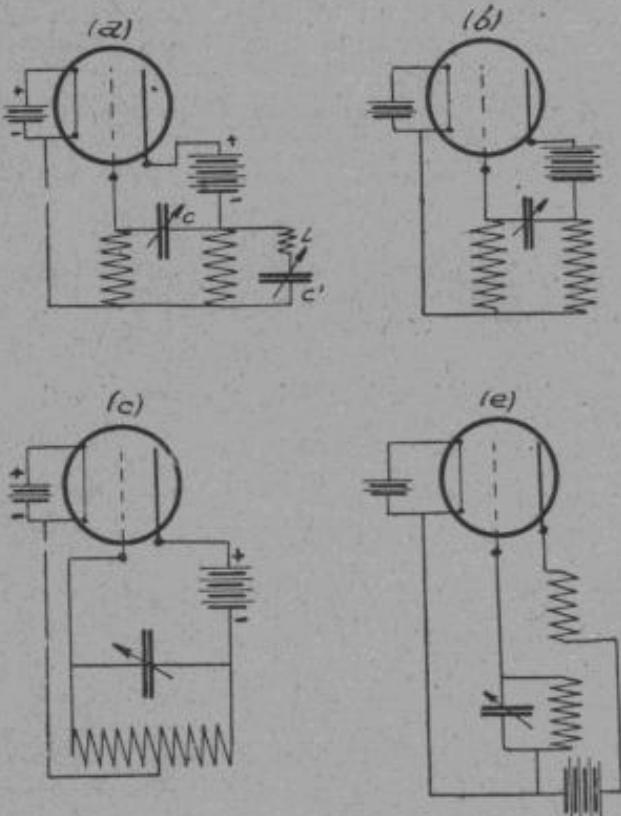
Fig. 187.

En réalité, le circuit oscillant est complexe et a deux périodes propres, dont une seule correspond à des oscillations qui s'entretiennent.

On peut supprimer le condensateur c' et on obtient un circuit oscillant dans lequel on peut encore entretenir des oscillations (b). Cette disposition permet un entretien très stable pour des longueurs d'onde variables (période augmente en même temps que capacité et que couplage par conséquent).

On peut aussi coupler par induction et capacité (c). Il est aussi possible (e) de disposer le circuit oscillant dans le circuit-grille et le couplage s'obtient par induction mutuelle des 2 bobines. Ce système est applicable aux circuits de réception d'ondes entretenues, comme nous le verrons plus loin.

Réalisation de l'émission. — On conçoit qu'en principe rien ne sera changé dans le fonctionnement d'un tube à vide en géné-



rateur, si l'on remplace la capacité du circuit oscillant par l'antenne et la terre.

La figure 188 représente quelques méthodes de montages utili-

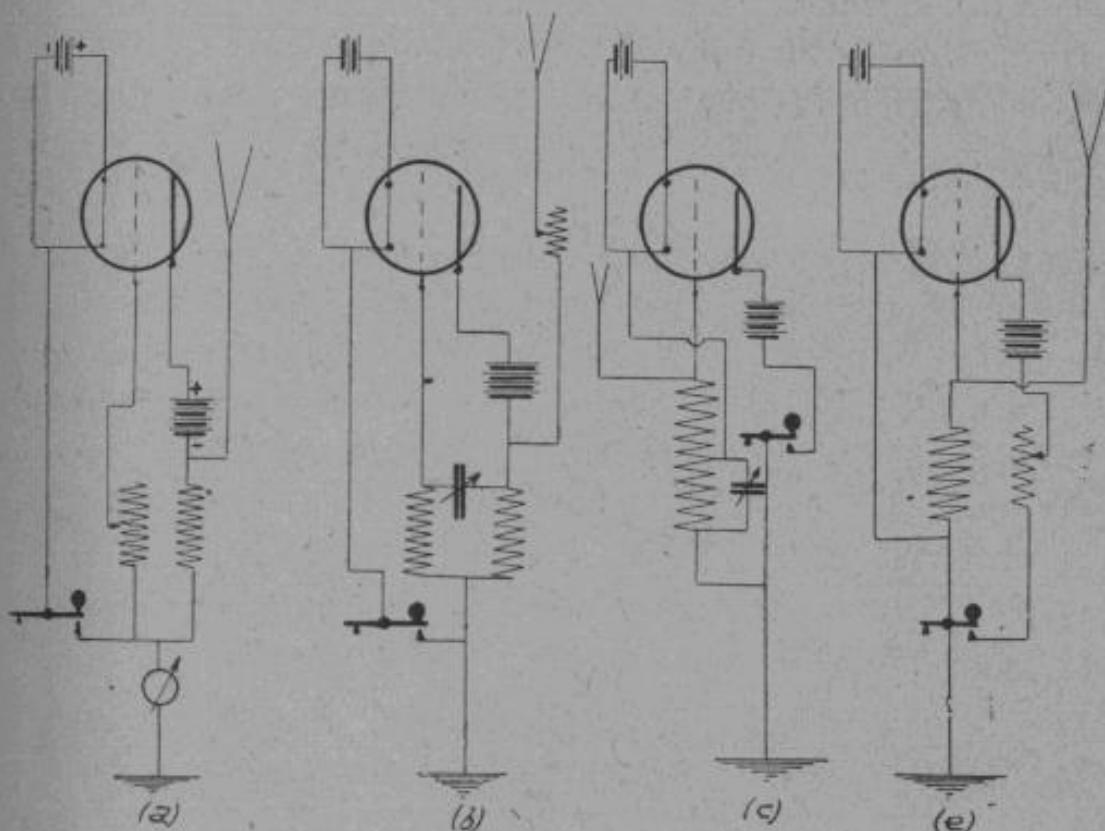


Fig. 188.

sés en grande partie dans les postes de petite et moyenne puissance. Le manipulateur est généralement placé dans le circuit d'entretien, en particulier sur le fil reliant les circuits au pôle négatif de la batterie de chauffage.

Comme la majorité des postes doivent fonctionner avec des longueurs d'onde différentes, on doit pouvoir faire varier facilement les conditions d'entretien (soit le coefficient d'induction mutuelle, soit les valeurs de la capacité ou du nombre de spires des bobines).

Le montage (a) est à couplage par variation de spires; un ampèremètre intercalé dans le circuit relié à la terre indique la valeur de l'intensité du circuit oscillant et détermine par conséquent les conditions d'entretien.

Les montages *b* et *c* sont à couplage par capacité. Le montage *e*, à couplage par variation de spires de la self de plaque.

La fermeture du manipulateur suffit à créer l'accrochage dans la plupart des cas. Cet accrochage peut aussi être produit par variation de la tension de plaque, du chauffage, de la capacité ou de la self d'antenne.

D'autres dispositifs ont été imaginés : on peut citer en particulier, le montage *a* (fig. 189) où l'alimentation de la plaque est

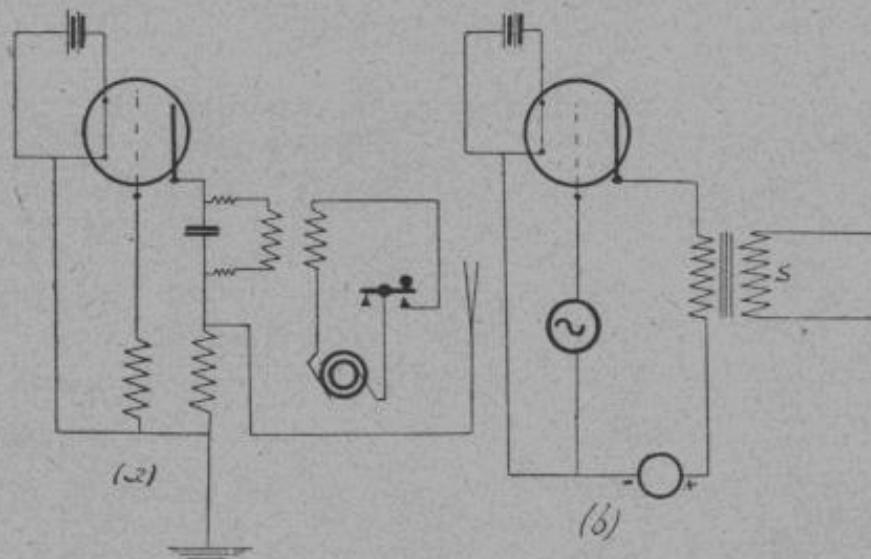


Fig. 189.

opérée à l'aide d'un alternateur ; les demi-oscillations positives ayant seul un effet. Cette disposition permet une réception directe sans organes spéciaux.

Enfin la G. E. C° (fig. 189, *b*) utilise un alternateur monté directement dans le circuit grille portant ainsi son potentiel à des valeurs alternatives. Le courant de plaque correspondant agit sur un transformateur *S* relié à l'antenne.

Dans le montage de Round les circuits grille et plaque contiennent chacun un circuit oscillant accordé et accouplé.

Dans les grands postes, la manipulation ne doit pas provoquer l'arrêt des oscillations comme dans les petits postes.

On laisse alors marcher le poste en générateur continu et on manipule, soit par court-circuit d'une partie de la self d'antenne, soit par onde de compensation, soit encore par modulation de l'onde transmise (en appliquant une tension de plaque variable à l'aide d'un interrupteur par exemple).

Groupement des lampes. — Une lampe seule ne suffirait que pour des postes de très petite puissance. On a été conduit à augmenter le nombre de lampes en les montant en parallèle, c'est-à-dire en réunissant grilles et plaques ensemble. Les réglages reposent sur les précédents principes.

Il faut avoir soin d'employer des lampes de même type, et de même puissance, et surtout ayant mêmes caractéristiques.

Quand on a un grand nombre de lampes en parallèle, on peut produire les variations de tension à l'aide d'un petit poste à une lampe par exemple (*fig. 186, 5*) et de relier les grilles des lampes du poste général à une fracture de la bobine du circuit oscillant *a* du petit poste.

Dans ce cas il est indispensable d'accorder le circuit oscillant *a* sur le circuit oscillant *b*.

Remarque. — Pour des lampes identiques montées en parallèle le courant de saturation est proportionnel au nombre de lampes et la résistance de l'ensemble est en raison inverse de ce nombre.

Application du tube à vide à la réception des oscillations entretenues. — On a vu précédemment quels étaient les moyens utilisés pour la réception des ondes entretenues. Le moyen le plus employé exige une source locale d'oscillations entretenues venant interférer avec les oscillations reçues. Cette source d'oscillations est appelée hétérodyne.

Hétérodyne. — L'hétérodyne est un petit poste générateur d'ondes entretenues. On emploie une ou deux lampes à vide montées suivant l'un des montages précédents. Ces appareils sont simplement disposés très près des dispositifs de réception, de façon à ce que la bobine agisse par induction sur le système récepteur, ou bien on utilise une petite bobine de self supplémentaire appelée bobine exploratrice *S* (*fig. 190, b*) montée dans le circuit oscillant.

Le schéma de principe (*fig. 190, a*) est très avantageux. La capacité est variable et permet comme on le sait de varier le couplage en même temps que la période du circuit oscillant. Le montage I, que nous avons réalisé pratiquement, donne une varia-

tion de capacité et des selfs de grille et de plaque, permettant d'obtenir une gamme très grande de longueurs d'ondes.

Le montage *b* est aussi très employé. La capacité variable est telle qu'elle permet de réaliser la gamme de longueurs d'ondes comprise entre les valeurs de deux positions fixes du commuta-

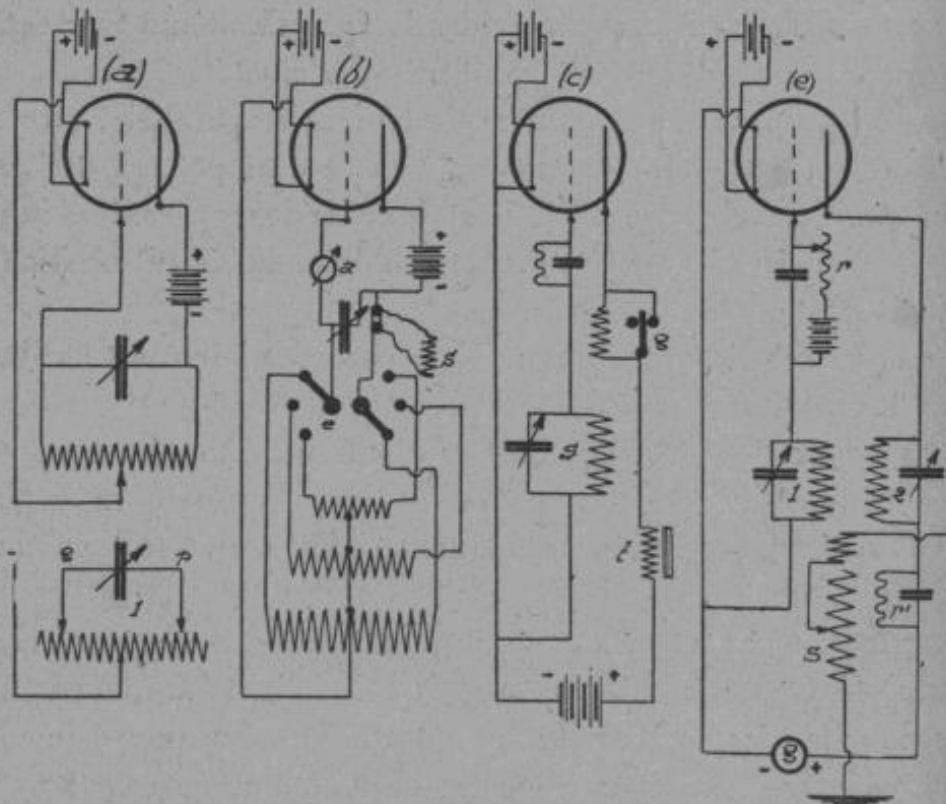


Fig. 190.

teur *e*. Un millampèremètre *a* indique l'accrochage des oscillations. Il est monté dans le circuit-grille.

De nombreux autres montages ont été préconisés mais reposent en général sur les mêmes principes.

Les hétérodynes étant en réalité destinés à engendrer de très faibles oscillations, on admet généralement un fort couplage pour l'onde la plus courte, de façon à ne pas amener le décrochage pour d'autres longueurs d'onde en gardant le même couplage. On n'a pas besoin en général de réaliser des conditions optimales, puisque les variations d'amplitude égales donnent des variations relatives d'amplitude très grandes.

Réglages. — Après avoir approché l'hétérodyne du récepteur

ou avoir amené la bobine exploratrice dans une position convenable par rapport au récepteur, on modifie la capacité du circuit oscillant de façon à amener sa longueur d'onde à être voisine de celle de l'émission pour laquelle est réglé le récepteur. On choisit alors la hauteur du son à laquelle on veut recevoir ; (la plus favorable correspond à la période propre de la membrane téléphonique ; on a ainsi une résonance acoustique).

On vérifie l'accrochage à l'ampèremètre monté dans le circuit. Il faut remarquer que les réglages doivent se faire très lentement, parce que les régions des interférences sont très petites.

Pour des ondes courtes, on pourra opérer avec des oscillations de longueurs doubles et triples.

On trouve d'ailleurs souvent plusieurs réglages pour une même émission. Ils sont dus à ce que l'onde émise n'est pas sinusoïdale.

Remarques. — Quand les ondes de l'émission sont fortes par rapport à celles de l'hétérodyne, l'intensité de réception ne dépend en réalité que de l'hétérodyne, et le réglage des récepteurs peut être imparfaitement réalisé. Au contraire dans le cas inverse, le récepteur doit être parfaitement réglé.

On a généralement intérêt à maintenir les amplitudes égales.

Autodyne. — Si nous considérons le montage représenté en *e* (*fig. 187*), nous nous trouvons en présence d'un petit poste générateur d'oscillations entretenues, qui peut être appliqué directement à la réception des ondes entretenues. En effet, il suffira de faire agir par induction un circuit primaire de réception (antenne, self, terre) sur le circuit oscillant intercalé dans le circuit de grille, ce dernier circuit servant alors de secondaire de réception.

Pour compléter le poste, il sera possible d'adoindre un condensateur shunté dans le circuit grille et un téléphone récepteur dans le circuit plaque. Dans ces conditions le même tube à vide est utilisé en générateur d'oscillations entretenues, en détecteur et en amplificateur ; le poste est dit autodyne.

On voit qu'en réalité il suffit d'ajouter une petite self dans le circuit de plaque de la lampe détectrice d'un poste de réception

ordinaire à lampe ; cette self doit être couplée par induction avec la self du circuit secondaire de réception. Un montage de ce genre est représenté en *e* (*fig. 190*). Le commutateur *g* permet, soit la réception des ondes entretenues, soit la réception ordinaire des ondes amorties ; dans ce dernier cas, la petite self est mise en court-circuit.

Le montage *d* représente l'autodyne de la Cie Marconi.

Dans la plupart des postes autodynes, le couplage entre la self de plaque et la self du circuit oscillant secondaire, est fixe et réglé au-dessus de la limite d'entretien.

Pour permettre l'interférence, il faut remarquer que le circuit oscillant secondaire doit être très légèrement désaccordé, de façon à ce que les oscillations engendrées soient de fréquence différente des oscillations reçues. Dans ces conditions, les postes autodynes conviennent surtout aux réceptions pour lesquelles le désaccord entre le primaire et le secondaire n'est pas trop grand, et par conséquent aux ondes moyennes.

Pour les grandes longueurs d'onde, il vaut mieux utiliser une hétérodyne qui n'exige aucun désaccord entre les circuits de réception.

Remarque. — Pour favoriser le passage des oscillations H.F., on doit monter une capacité en shunt sur la batterie de plaque et le récepteur.

Modulation à haute fréquence. — On a vu qu'il était possible de moduler directement le potentiel de la plaque du tube de réception pour recevoir les oscillations entretenues.

Ce procédé a été appliqué à un amplificateur à résonance utilisé aux armées (*fig. 191*).

La modulation est produite sur la dernière lampe à l'aide d'une hétérodyne *h*.

L'appareil n'exige pas de détecteur.

Principes de réaction. — Reprenons le montage d'un poste de réception avec lampe en détecteur (*fig. 192*) et self *s'* intercalée dans le circuit de plaque et couplée d'une façon variable avec la self *s*.

Avant la limite d'entretien, quand le primaire aura été réglé

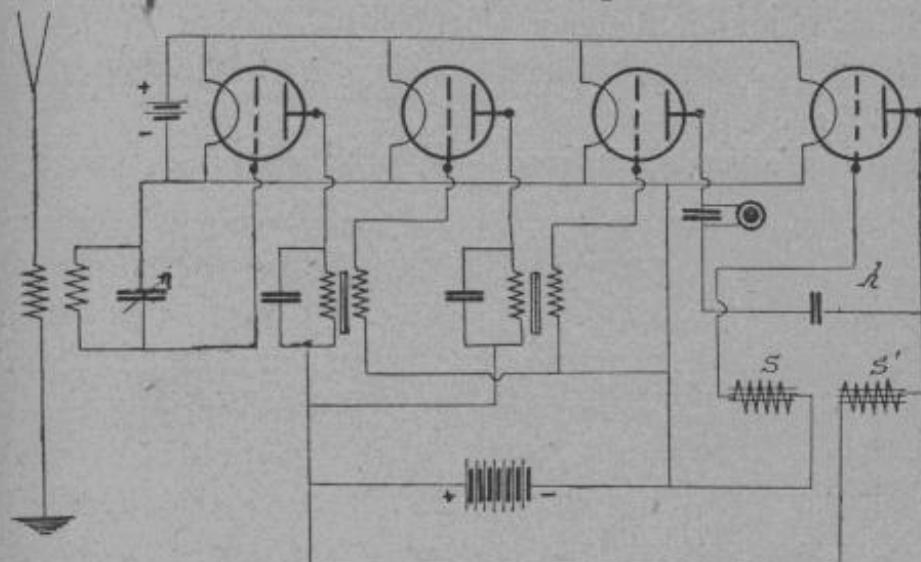


Fig. 191.

sur les oscillations à recevoir, celles-ci seront transmises à la grille; le courant résultant dans le circuit de plaque passera dans la self s' et viendra renforcer les oscillations reçues. Dans ces conditions il y aura détection, amplification et réaction; la force électromotrice fournie par la self s' viendra compenser l'amortissement du circuit oscillant

co et la résonance, ainsi que la sensibilité, seront augmentées.

A la limite d'entretien, il y a, comme nous le savons, amorçage des oscillations entretenues, et le poste fonctionne en autodyne pour un léger dé-

réglage du circuit oscillant co .

En résumé, on conçoit qu'un poste de ce genre avec self s'

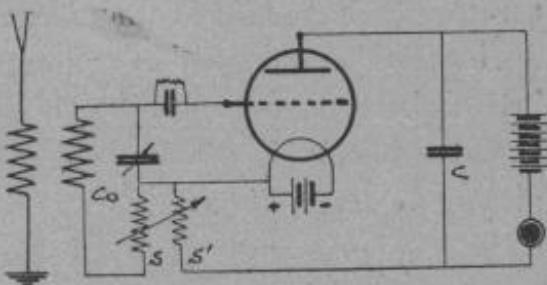


Fig. 192.

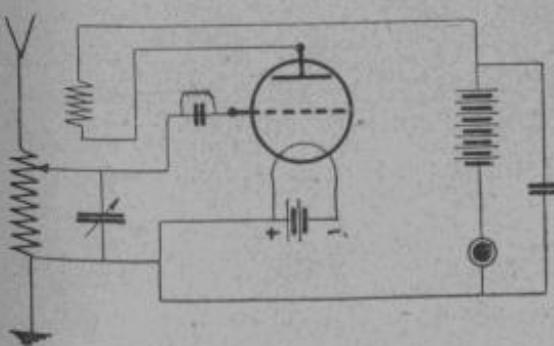


Fig. 193.

couplée d'une façon variable avec la self s , permettra la marche en réaction et en autodyne.

La figure 193 représente un montage à réaction légèrement différent (avec Oudin).

Nous avons vu, d'autre part, qu'il était possible d'obtenir

d'autres couplages entre le circuit de plaque et le circuit de grille; en particulier le couplage par capacité est assez souvent utilisé dans les postes générateurs; si ce couplage est variable, c'est-à-dire si le condensateur est variable, il sera possible d'obtenir la marche en réaction ou en autodyne. Le schéma de la figure 194 indique un montage à réaction par capacité.

Enfin on peut obtenir un renforcement des oscillations reçues en introduisant une self s variable dans le circuit de plaque (fig. 194 bis). On utilise dans ce cas l'effet de self-induction de la bobine s qui fait varier la tension de la plaque; il se produit un phénomène de résonance bien marqué pour une certaine valeur de la self s .

Application de la réaction aux amplificateurs. — La réaction peut être appliquée à tous les montages de récepteurs en général.

Le plus souvent elle est utilisée avec les amplificateurs et convient bien aux amplificateurs du type à résistances.

La figure 195 montre un amplificateur à résistances à quatre lampes monté avec réaction électromagnétique.

La figure 196 montre un amplificateur à résistances avec réaction par capacité. C'est la forme la plus souvent utilisée.

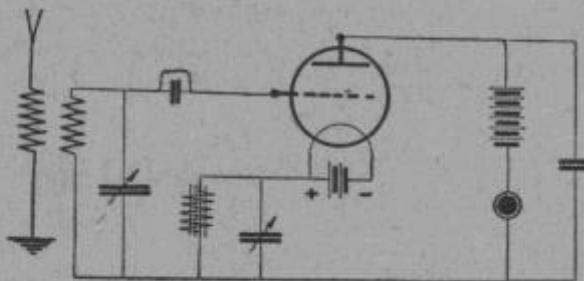


Fig. 194.

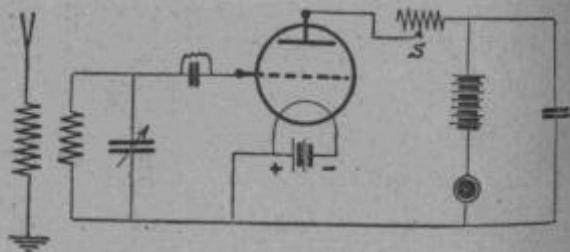


Fig. 194 bis.

Dans ce dernier cas, le condensateur comporte deux armatures fixes et une armature mobile. L'une des armatures fixes est reliée à la plaque de la quatrième lampe, l'autre armature à la plaque de la première lampe. On obtient ainsi, soit un phénomène de réaction, soit une diminution d'amplification. En effet la liaison

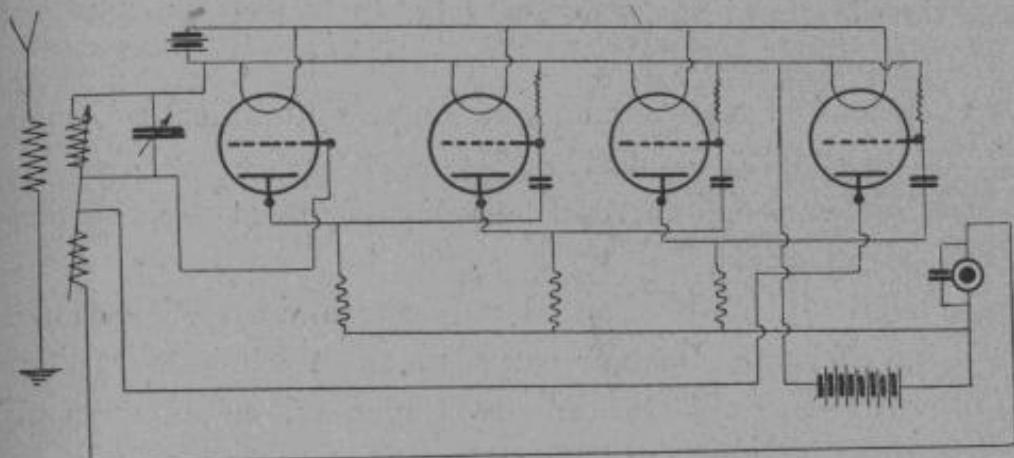


Fig. 195.

par résistance amplifiée et retourne les oscillations à chaque étage (pour les longueurs d'onde moyennes et longues) ; dans ces conditions la réaction s'opère sur les lampes paires, tandis que la diminution s'opère sur les lampes impaires.

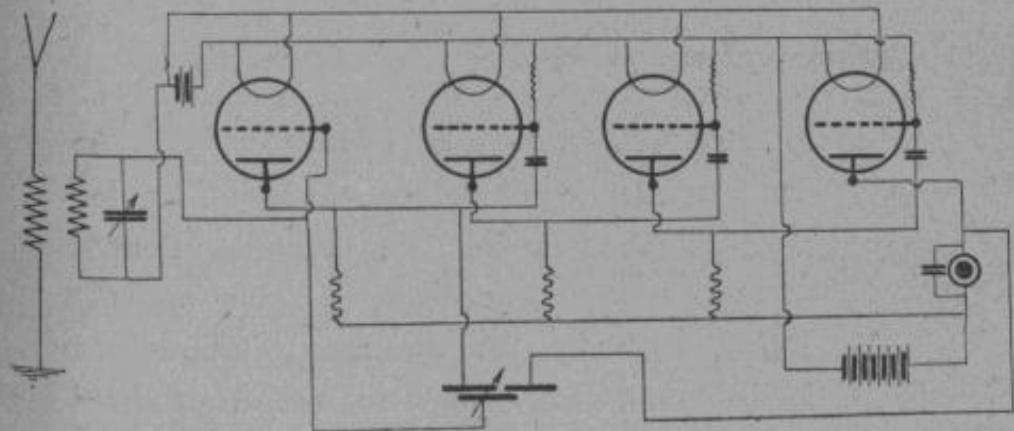


Fig. 196.

Les deux effets sont obtenus à l'aide du condensateur à trois armatures appelé souvent « compensateur » ; la diminution d'amplification permet d'éliminer des oscillations entretenues parasites.

Le compensateur a une capacité égale à 0,0002 m. f.

Remarques sur les montages à réaction. — On a essayé de grouper dans un même poste, une lampe détectrice montée avec réaction, et une hétérodyne pour la réception des oscillations entretenues. Les résultats obtenus sont satisfaisants, mais les réglages sont très délicats.

Enfin de nombreuses autres combinaisons ont été tentées comme par exemple :

a) Réaction opérée sur chaque lampe d'amplificateur, mais les réglages sont très difficiles.

b) Combinaisons de réaction par capacité et par self dans le circuit de plaque.

c) Montage spécial d'autodyne, avec une seule lampe montée en détecteur, amplificateur par réaction et générateur d'oscillations entretenues. Très difficile à réaliser, ce montage donne naissance fréquemment à des oscillations parasites.

La batterie de plaque, ainsi que le récepteur téléphonique, doivent être shuntés par un condensateur de 0,002 à 0,004 m. f. pour faciliter le passage des courants à haute fréquence.

Signalons en terminant que la réaction peut déformer la voix en téléphonie sans fil, si le couplage est très près de la limite d'entretien.

Principes de super-réaction. — Ce nouveau procédé a été imaginé récemment par M. Armstrong.

Il consiste à augmenter le couplage entre la bobine de réaction et la bobine du secondaire au delà de la limite d'entretien, de façon à obtenir une augmentation d'amplification, mais en introduisant un organe tel que les oscillations entretenues locales, qui prennent évidemment naissance dans le circuit oscillant secondaire, soient empêchées. On peut ainsi recevoir avec une grande intensité, mais la gamme des longueurs d'onde auxquelles s'applique le procédé est très réduite.

On sait qu'en principe l'amorçage des oscillations entretenues a lieu quand l'apport d'énergie dépasse celui qui est nécessaire pour compenser les pertes du circuit oscillant secondaire, c'est-à-dire quand la résistance du circuit oscillant devient négative.

Avant ces phénomènes, la réaction ramène la résistance positive du circuit oscillant à une valeur égale à 0.

Pour annuler les oscillations entretenues gênantes, on agit, soit par variation de la tension plaque suivant une fréquence déterminée, soit par variation directe de la résistance du circuit de grille.

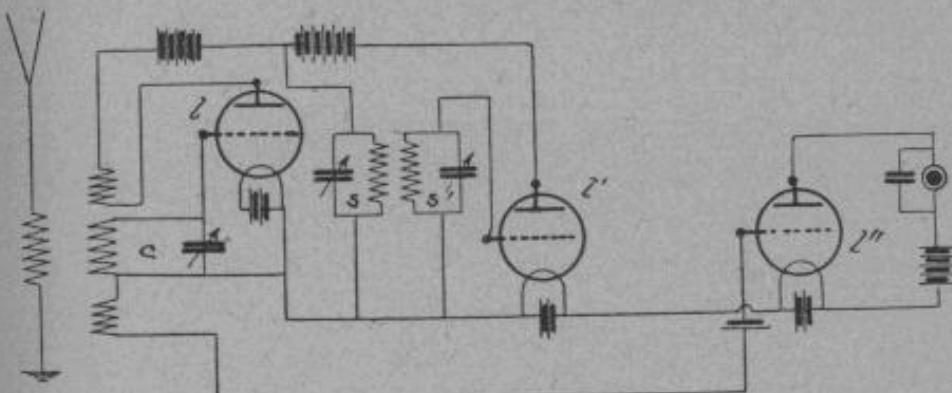


Fig. 197.

Dans le premier cas, on utilise un oscillateur local l' couplé (fig. 197) avec un circuit oscillant s intercalé dans le circuit de plaque de la lampe de réaction l . Pour chaque demi-oscillation rendant la plaque plus positive, il y aura augmentation de la réaction, tandis que pour chaque demi-oscillation rendant la plaque moins positive, il y aura annulation des oscillations dans le circuit oscillant c .

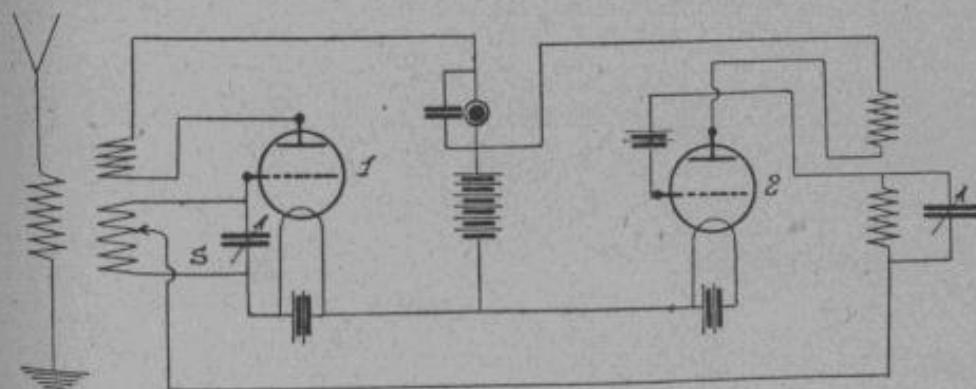


Fig. 198.

Dans le second cas (fig. 198), on utilise aussi un tube oscillateur z , qui agit directement sur le circuit oscillant s , en variant

sa résistance à chaque demi-oscillation. Les oscillations sont arrêtées quand la résistance du circuit devient positive.

Dans le premier montage le tube à vide 1^o est détecteur et est couplé d'une façon apériodique avec le circuit oscillant c. Dans le deuxième montage la lampe 1 peut être montée directement en détecteur.

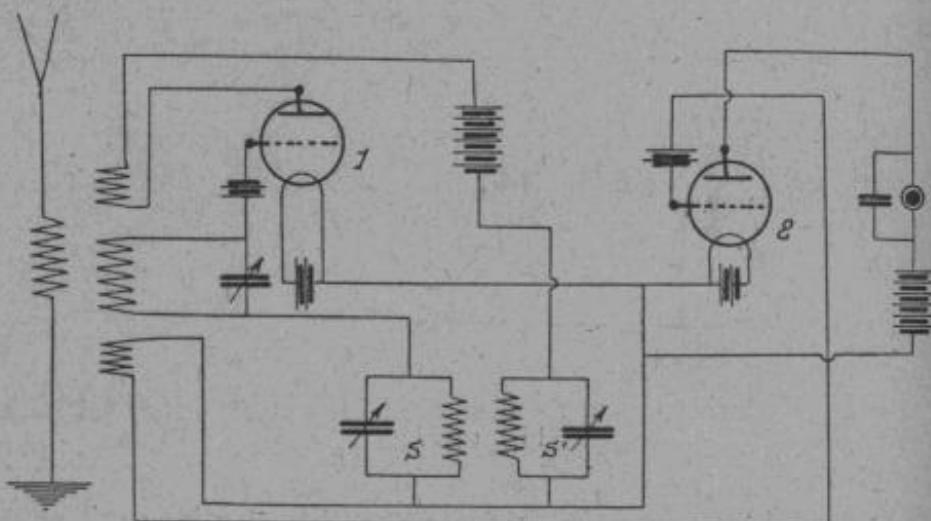


Fig. 199.

Enfin on a cherché à combiner les deux procédés précédents dans un seul montage. La combinaison réalisée est montrée dans la figure 200 ; le premier tube à vide 1 est à la fois oscillateur local et tube récepteur de réaction, le deuxième tube à vide 2 est monté comme précédemment en apériodique et marche en détecteur.

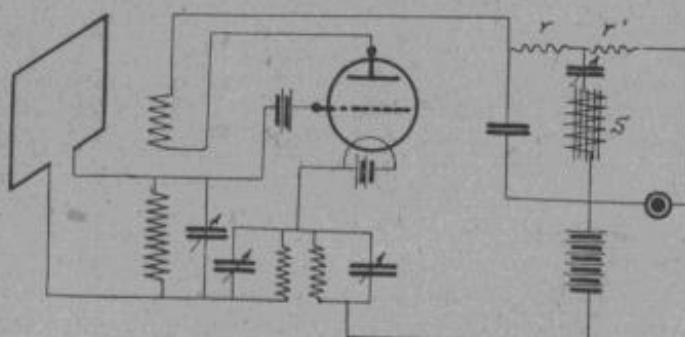


Fig. 200.

Le montage de la figure 200 représente un seul tube à vide réunissant toutes les fonctions précédentes.

Les réglages portent d'abord sur la réception des oscillations,

puis sur la réaction qui doit être poussée de façon à obtenir un siflement aigu ; on règle ensuite l'oscillateur local pour faire disparaître le siflement.

Pour la réception des ondes entretenues amorties et de la téléphonie sans fil, la fréquence du tube oscillateur doit être plus grande que la fréquence audible, et plus petite que la fréquence des ondes reçues (ce qui évite la déformation).

Le seul inconvénient de la super-réaction est que l'augmentation d'amplification est inversément proportionnelle au carré de la longueur d'onde ; par conséquent ce procédé convient mieux aux petites longueurs d'onde, quoique des résultats satisfaisants aient été obtenus pour des ondes plus grandes que 1 000 mètres.

Pour la réception d'oscillations entretenues, il faut évidemment utiliser une hétérodyne séparée.

Remarquons enfin que pour obtenir de bons résultats, le tube de réaction, ainsi que l'oscillateur local, doivent être poussés et que la tension de plaque doit être de 80 volts (pour les tubes à vide ordinaires).

La réception est d'autre part meilleure sur cadre que sur antenne.

Utilisation des tubes à vide pour la transmission et la réception des ondes courtes. — La transmission et la réception des ondes courtes intéresse actuellement les amateurs, et il faut remarquer que la majorité des progrès sont dus à leurs travaux. Le tube à vide est le seul relais qui permette l'application des procédés de transmission et de réception des ondes courtes (entre 150 et 300 mètres, en général).

Les méthodes employées pour la transmission et la réception des ondes longues ne peuvent être utilisées directement pour les ondes courtes, et si les principes des montages restent les mêmes, il y a lieu de remarquer que de nombreuses difficultés se présentent.

a) Toute capacité offre un chemin très commode aux ondes courtes ; en effet il dépend de l'expression :

$$\frac{1}{c\omega}$$

or ω a une très grande valeur.

Il y aura donc lieu d'éliminer les capacités parasites, tels que : fils rapprochés et longs, capacités dues aux mains des opérateurs, capacités des lampes, etc.

b) Pertes d'énergie dans les isolants.

c) Accords difficiles à réaliser et couplages lents.

Transmission. — Il faut signaler d'abord que MM. Gutton et

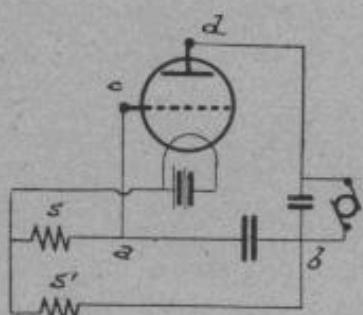


Fig. 201.

Touly avaient obtenu pendant la guerre des oscillations de toutes fréquences (jusqu'à 150 millions d'oscillations par seconde — 2 mètres de longueur d'onde), en utilisant un circuit oscillant comprenant (*fig. 201*) comme capacité de couplage, la capacité d'un tube à vide (entre grille et plaque), et comme self, les

seuls fils de connexion.

Depuis, d'autres essais ont été effectués, et on a pu obtenir des ondes de 1 mètre avec des valves spéciales et des circuits de Lecher.

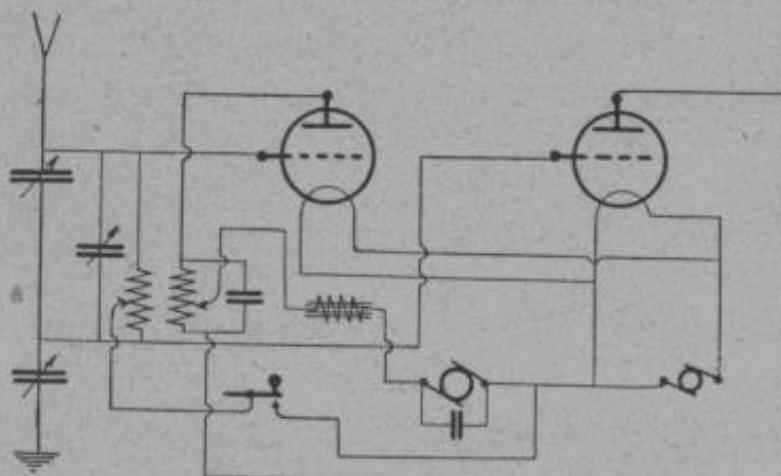


Fig. 202.

La plupart des postes actuels sont basés sur les principes exposés précédemment. Nous signalerons seulement un montage spécial (*fig. 202*) dû à M. Mesny, que nous retrouverons plus tard modifié et appliqué à la réception.

Réception. — Pour la réception, on emploie de petites antennes de 50 mètres au plus (en cage ou prismatique), ou encore des cadres de 1 à 2 mètres de côté, comprenant de 2 à 5 spires éloignées l'une de l'autre de quelques millimètres.

Avant de décrire les principaux montages avec tubes à vide utilisés pour la réception des ondes courtes, nous ferons les remarques suivantes.

Il est en général assez difficile d'amplifier avant de détecter, et s'il est nécessaire de recevoir par battements, il vaut mieux utiliser une hétérodyne séparée.

Il est bon d'employer des lampes à cornes pour diminuer la capacité entre les éléments des lampes.

Dans tout montage il faut éviter de grouper les appareils à cause des capacités parasites.

Enfin la manœuvre des condensateurs, selfs, etc... se fera à distance à l'aide de manches isolants.

Les principaux montages utilisés en pratique sont :

a) Montage d'un tube à vide avec antenne Beverage (*fig. 203*).

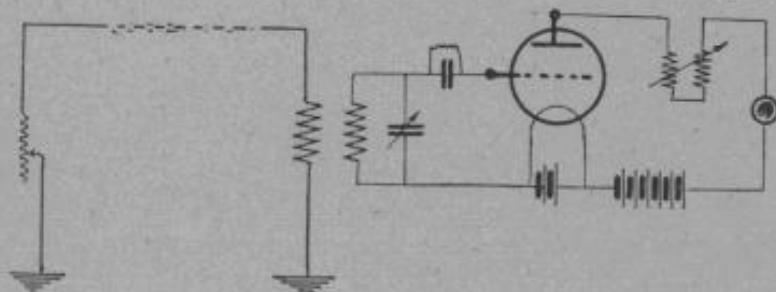


Fig. 203.

b) Montage d'un tube à vide détecteur avec variomètre de réglage dans le circuit de plaque (*fig. 204-a*). Ce montage est appelé « montage Paragon ».

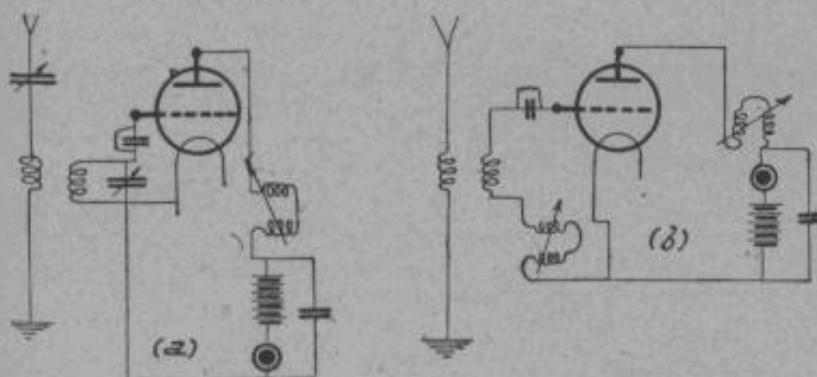


Fig. 204.

c) Montage utilisant deux variomètres ; l'un étant intercalé dans le circuit de grille, l'autre dans le circuit de plaque (*fig. 204-b*).

Cette disposition permet une amplification par réaction (variomètre dans le circuit de plaque). Ce montage est appelé « montage Grebe ».

d) Montage spécial (fig. 205-c) avec bobine unique.

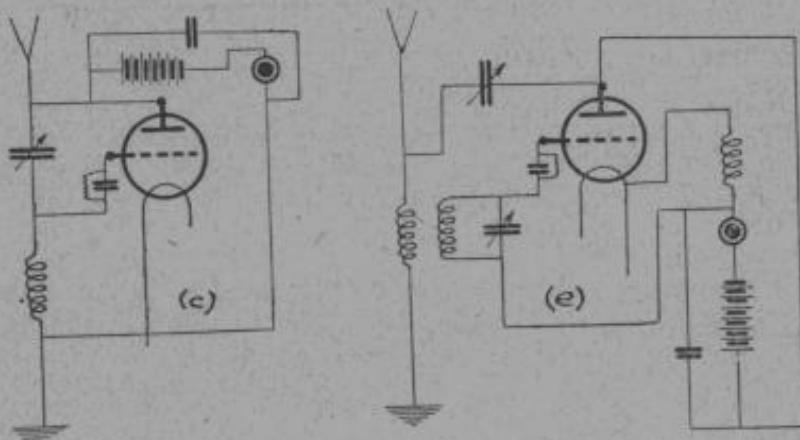


Fig. 205.

e) Montage utilisant un couplage entre l'antenne et le circuit de plaque par capacité (fig. 205-e).

f) Montage Binyon utilisant une résistance r sur l'antenne et deux variomètres (fig. 206-a).

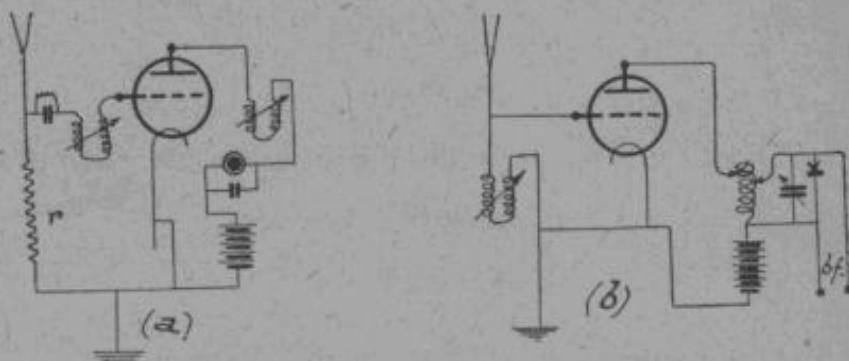


Fig. 206.

g) Montage avec lampe de couplage (fig. 206-b) permettant l'amplification en B. F.

h) Montage Reinartz, qui a pour but de recevoir sur une grande antenne ; réalisé comme l'indique la figure 207-a, l'antenne est apériodique.

i) Montage à réaction permettant d'obtenir une tension suffisante aux bornes du détecteur, grâce au condensateur (fig. 207-b) ; en

effet la tension obtenue aux bornes des selfs qui sont petites est souvent insuffisante.

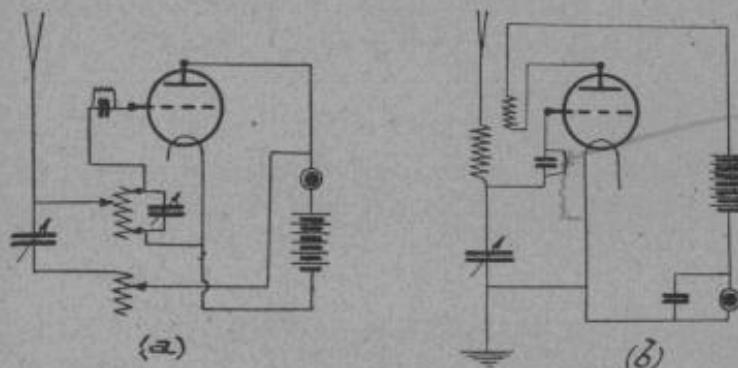


Fig. 207.

j) Montage Mesny utilisant deux lampes, à grilles et plaques réunies (*fig. 208*).

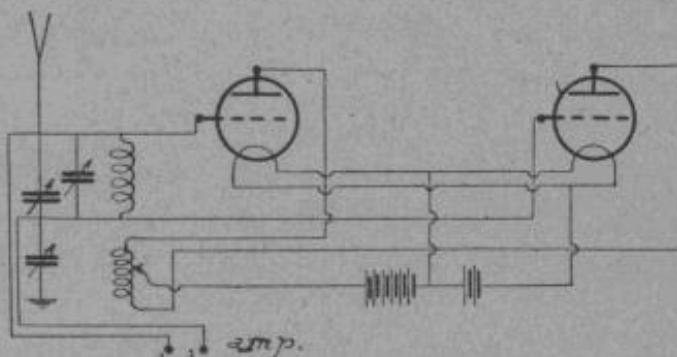


Fig. 208.

k) Montage avec lampe détectrice et autodyne, suivie de trois étages d'amplification à B. F. à liaison par selfs (*fig. 209*).

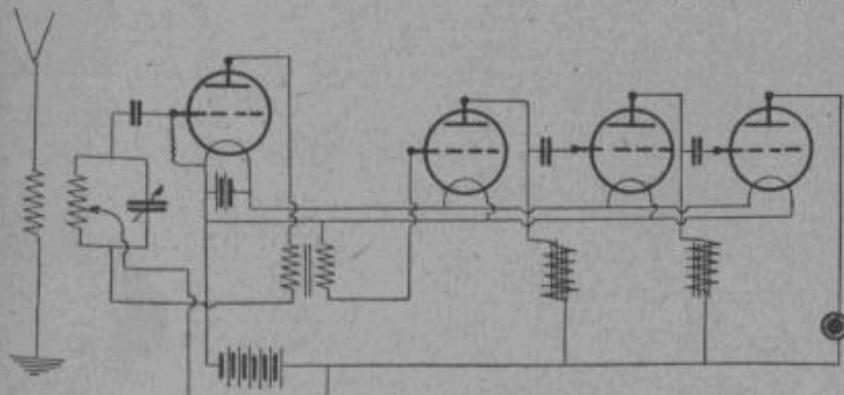


Fig. 209.

l) Montage d'un amplificateur à résonance et réaction (*fig. 210*).

Enfin remarquons avant de terminer que les meilleurs amplificateurs pour les ondes courtes sont les amplificateurs à selfs et à résonance.

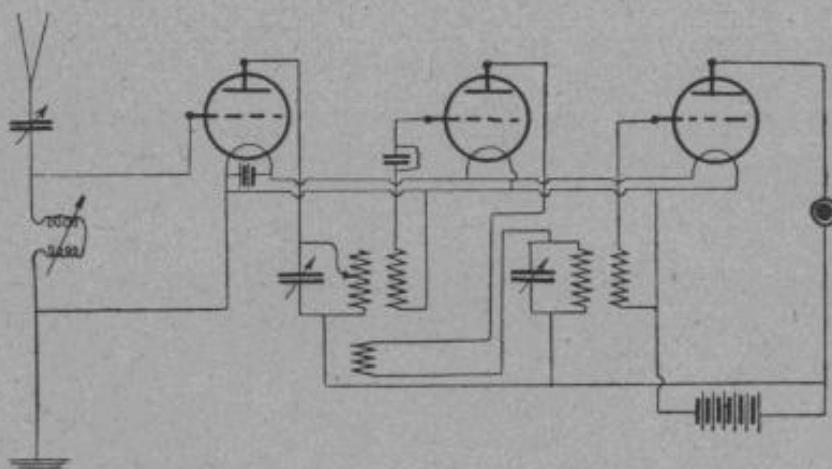


Fig. 210.

Principe de super-hétérodynage. — Le super-hétérodynage est un procédé imaginé récemment pour recevoir les ondes courtes et pour permettre l'utilisation de l'amplificateur à résistances, qui fonctionne mal pour des ondes de longueur inférieure à 600 mètres.

On conçoit que si l'on fait agir sur un système de réception, une hétérodyne destinée à ramener la fréquence des oscillations reçues à une valeur telle qu'il soit possible de l'appliquer directement ou indirectement à un amplificateur à résistances, ce dernier fonctionnera dans de bonnes conditions.

Supposons par exemple des oscillations reçues de fréquence égale à 11 000 000 p. p. s., si l'on fait agir sur ces oscillations d'autres oscillations provenant d'une hétérodyne de fréquence égale à : 10 000 000 p. p. s., on obtiendra en fin de compte des battements de fréquence :

$$f_2 - f_1 = f = 100\,000 \text{ p. p. s.}$$

Ces battements pourront être traités alors comme les oscillations ordinaires, c'est-à-dire détectés ou amplifiés en H. F. puis (en faisant agir une nouvelle hétérodyne), il sera possible d'obtenir des signaux audibles.

On voit qu'il est possible d'obtenir ainsi des signaux de fréquences

très variables. Le montage de la figure 211 représente le principe de la méthode : h_1 et h_2 représentent les deux hétérodynes et a , a_1 les amplifications successives.

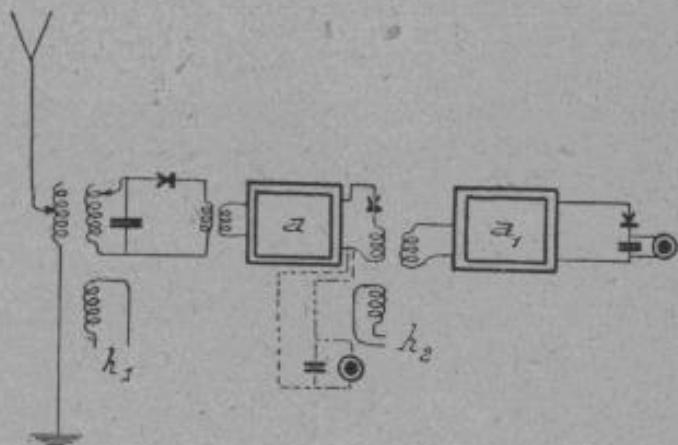


Fig. 211.

Le montage de la figure 212 représente un amplificateur à résonance avec lampe détectrice et deux hétérodynes h_1 et h_2 séparées.

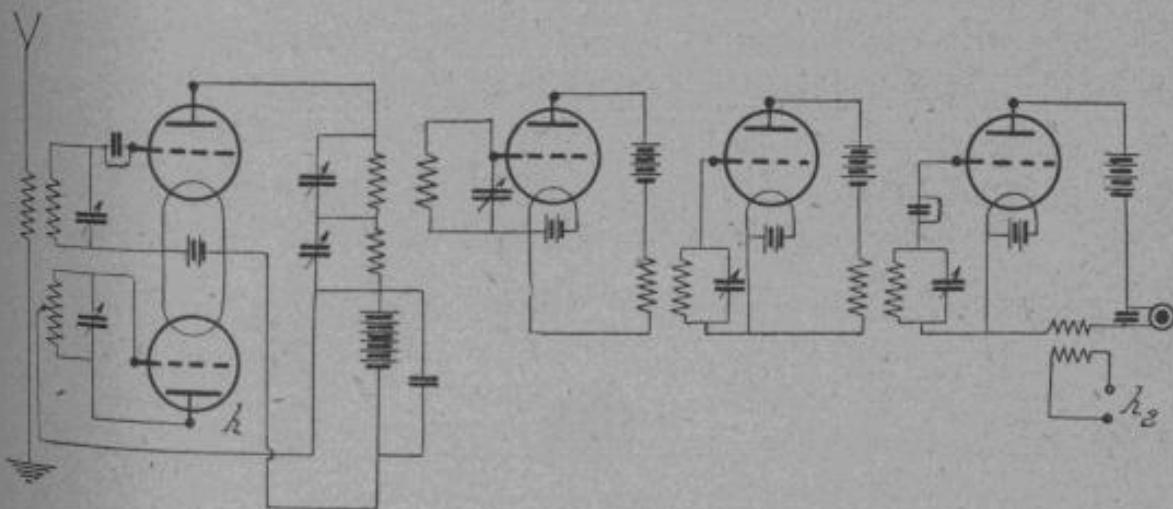


Fig. 212.

La figure 213 représente un amplificateur à résistances avec hétérodyne h alimentée par les mêmes batteries de plaque et de chauffage.

Cette méthode a l'avantage d'éliminer les troubles dus aux signaux extérieurs ou aux parasites atmosphériques. Elle permet d'autre part la réception des ondes amorties, entretenues, et même de la téléphonie sans fil ; dans ce dernier cas la fréquence à

laquelle sont ramenées les ondes modulées de la téléphonie sans fil, par la première conversion de fréquence, n'est pas audible.

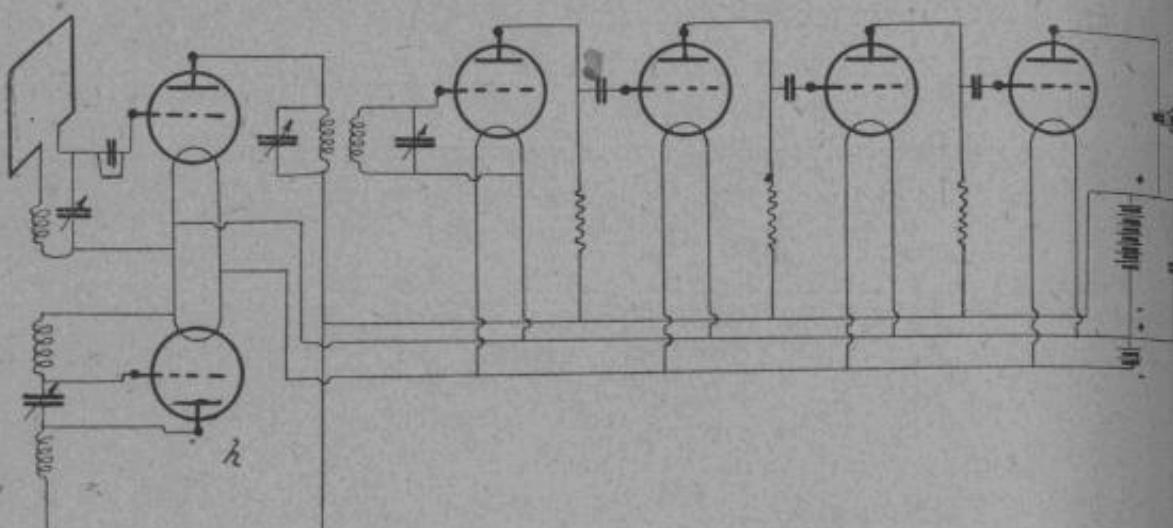


Fig. 213.

Remarques sur l'alimentation des tubes à vide. — Nous avons dit précédemment que la plaque pouvait être alimentée sous des tensions variant entre 40 et 20 000 volts environ, mais dans la plupart des cas de la pratique en particulier pour la réception, il suffit de 40 à 80 volts.

Le chauffage des filaments a lieu sous 4 à 6 volts.

En général l'énergie est fournie par des batteries d'accumulateurs, mais récemment de nombreux techniciens ont recherché la possibilité d'alimenter les plaques, ainsi que les filaments, par les secteurs d'éclairage.

Ces procédés ne donnent pas toujours de bons résultats.

Courant continu. — Il suffit en principe de réduire la tension, à l'aide de résistances intercalées en série sur les circuits d'alimentation. Il est bon d'empêcher les oscillations H. F. de revenir vers la source à l'aide de selfs et de capacités.

Un condensateur monté en shunt sur le circuit d'alimentation de plaque facilitera le passage des oscillations à haute fréquence dans le circuit plaque filament.

Courants alternatifs. — On devra d'abord réduire la tension à la valeur nécessaire pour l'alimentation du tube.

Cette tension pourra être appliquée directement au filament,

mais pour réduire les bourdonnements, on reliera le point commun grille plaque, soit au centre de l'enroulement secondaire du transformateur (*fig. 214*), soit au centre d'une résistance sans self (*fig. 216*) de 1 000 à 1 500 ohms.

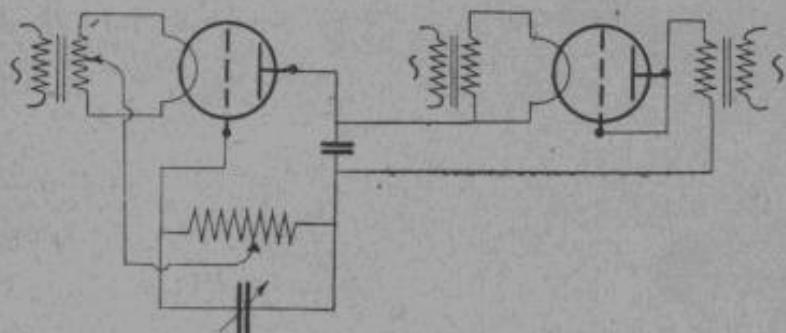


Fig. 214.

Dans ce cas il faudra, ou monter deux rhéostats (un par fil), ou ne pas en monter du tout (à moins que dans le deuxième cas la résistance soit réglable).

On a aussi employé une petite batterie intercalée dans le circuit de grille et destinée à définir le potentiel de cette dernière.

En ce qui concerne l'alimentation de la plaque, il faut redresser le courant, on utilise pour cela les propriétés du tube à vide à deux électrodes ; on peut encore utiliser le tube à vide à trois électrodes ; quand on a réuni grille et plaque.

Le montage (*fig. 214*) représente une hétérodyne alimentée par de petits transformateurs et un tube à vide monté en souape.

Le montage (*fig. 215*) représente un tube à vide monté en couple, alimenté de la même façon.

Enfin le montage (*fig. 216*) représente un amplificateur

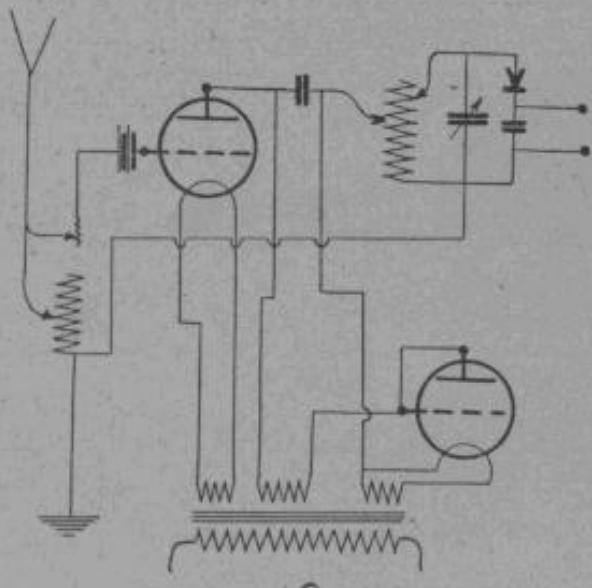


Fig. 215.

H. F à résistances, alimenté par le courant d'un secteur d'éclairage.

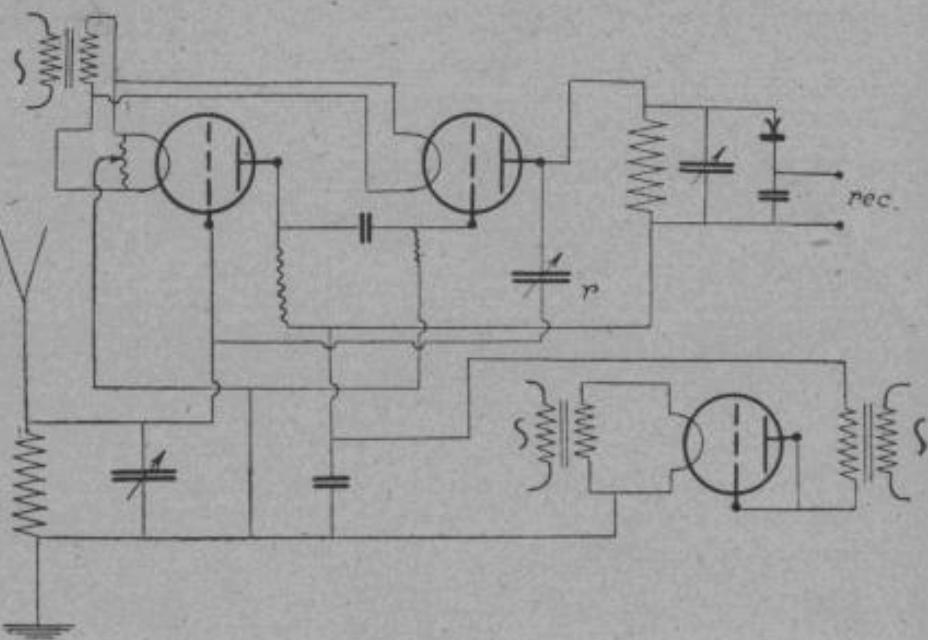


Fig. 216.

Remarque. — M. Latour a étudié un montage utilisant directement un tube à vide comme redresseur, récepteur, et amplificateur d'oscillations.

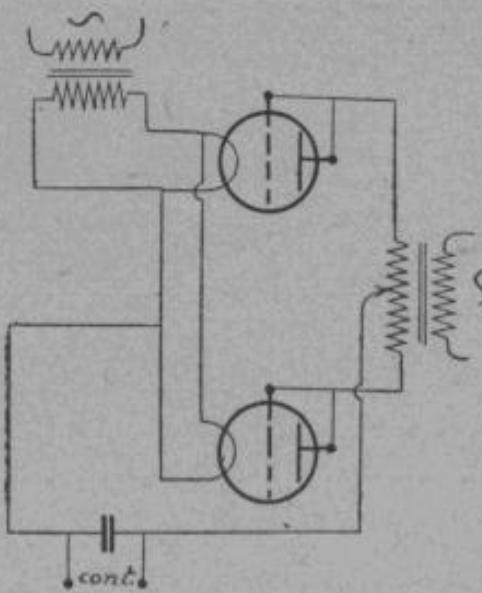


Fig. 217.

Remarques sur les redresseurs de courant. — De nombreux redresseurs de courant ont été construits, soit pour alimenter directement les tubes à vide, soit pour recharger les accumulateurs. Nous signalerons en particulier les vibrateurs, commutateurs tournants, redresseurs électrolytiques, etc.

La plupart ne donnent de bons résultats que pour la recharge des accumulateurs.

La figure 217 représente deux tubes à vide montés de telle façon qu'ils redressent les deux alternances. Ce montage est très employé pour l'alimentation des plaques de postes générateurs de puissance moyenne.

CHAPITRE VII

ONDES DIRIGÉES

La syntonie parfaite étant impossible à réaliser même à l'aide des ondes entretenues, puisqu'il est possible de troubler des communications radio-télégraphiques et que le secret de ces communications ne peut être assuré, l'attention des inventeurs a été portée sur les solutions possibles de la direction des ondes.

L'identité des ondes lumineuses et hertziennes permettait de supposer qu'il serait possible de réfléchir les ondes à l'aide de miroirs et de leur donner une direction désirée, mais comme les grandes portées correspondent aux grandes longueurs d'onde, il aurait fallu des miroirs de quelques kilomètres carrés pour les plus petites longueurs d'onde utilisées en télégraphie sans fil. On s'est alors rejeté dans une voie dérivée, et on utilise, soit des antennes dirigées, soit des organes spéciaux.

Pour permettre une étude facile des émetteurs, on construit une courbe caractéristique de l'action à distance. On mesure l'amplitude des ondes émises à une certaine distance de l'émetteur *a* (fig. 218). Cette mesure s'opère en traçant plusieurs circonférences concentriques ayant comme centre *a*. On trouve un certain nombre de points pour une amplitude donnée, et en réunissant ces points par une ligne, on obtient la caractéristique de l'action à distance.

Pour un émetteur vertical symétrique, la courbe sera un cercle ayant comme centre l'émetteur.

Pour un émetteur *a* dont la courbe est représentée par la pre-

mière figure (1), on conclut que l'émetteur envoie des ondes dans toutes les directions, mais son action sera plus faible dans la direction SO que dans la direction SO'.

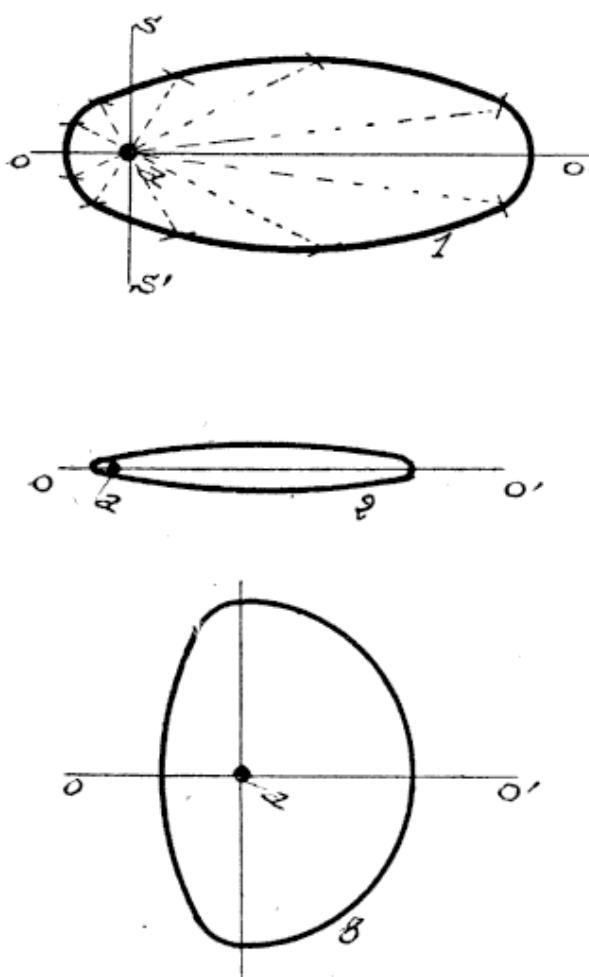


Fig. 218.

L'émission de (2) est très favorable, son action étant presque nulle dans la direction oa et très forte dans la direction ao' .

L'émetteur de (3) envoie des ondes dans toutes les directions, mais son action est un peu moins grande dans la direction ao que dans ao' . Ces caractéristiques doivent en réalité être étudiées pour une distance déterminée et un sol très homogène.

Procédé Zenneck.—

M. Zenneck a cherché, en 1900, à améliorer les propriétés directives d'un poste émetteur. A la suite d'expériences répétées, on pouvait

conclure qu'il était possible d'affaiblir la portée d'un poste dans une direction, si l'on tendait parallèlement à l'antenne de l'émetteur (fil vertical) une antenne égale, et reliée à la terre. Cette disposition avait pour effet d'affaiblir la portée dans la direction correspondante sans la diminuer dans la direction opposée au fil.

Procédé Blondel.— Un autre procédé consiste à utiliser les phénomènes d'interférence. A cette effet deux antennes verticales ayant pour longueur le $\frac{1}{4}$ de la longueur d'onde, sont disposées à une distance d'une demi-longueur d'onde.

Pour un point situé dans le plan médian perpendiculaire, il y

aura addition des effets. Pour un point situé dans le plan des antennes, il y aura interférence. Ceci se produit, si les antennes oscillent en phase ; le phénomène est inverse dans le cas où elles oscillent en opposition de phase.

Si l'on constitue un cadre fermé rectangulaire dans lequel le courant est en opposition de phase dans les deux côtés verticaux, il se comporte sensiblement comme les deux antennes parallèles précédentes (concentration du champ dans le plan du cadre).

Procédé Braun. — Le procédé Braun utilise l'interférence d'un système de trois antennes distantes d'un quart de longueur d'onde. Dans deux antennes les oscillations sont en phase, dans la dernière, les oscillations présentent une différence de phase de 270° avec les autres.

Antennes dirigées. — Une antenne recourbée *at* (*fig. 219, 1*) ayant une longue branche horizontale et une petite branche verticale présente un rayonnement particulièrement dissymétrique. Il est plus fort dans la direction de la flèche, que dans la direction opposée. La propriété directive de ces antennes a été expliquée de plusieurs façons.

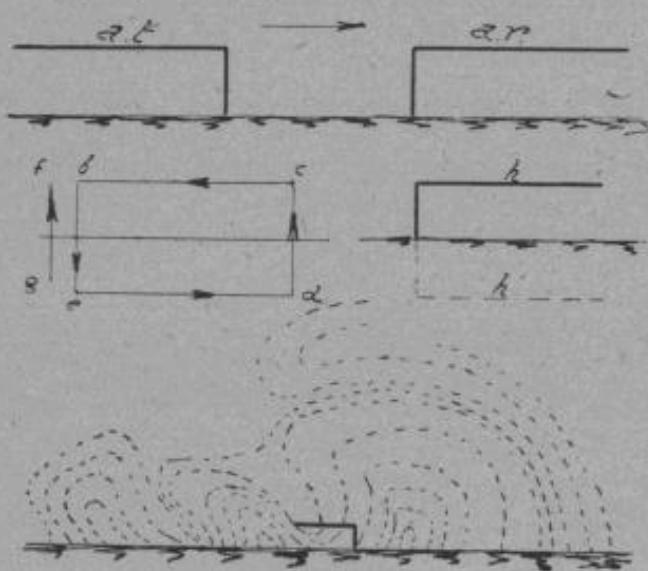
Suivant Fleming, si l'on considère un cadre rectangulaire *ebcd* parcouru par un courant ayant le sens de la flèche à un instant donné, et un oscillateur linéaire *gf* parcouru par un courant de sens inverse, on aura à la droite de *gf*, un champ résultant $+h+h'$ et à la gauche $+h-h'$. Les effets des deux conducteurs *eb*, *gf*, s'annulent, et on peut admettre qu'il n'y aurait pas de changement dans le rayonnement, si ces deux conducteurs étaient enlevés. D'autre part ce conducteur *ebcd* peut lui-même être considéré comme l'antenne *bc* et son image *ed*.

M. Zenneck a démontré que pour une antenne de réception *ar* (figure montre l'orientation d'une antenne de transmission *at* et d'une antenne de réception *ar* pour deux postes travaillant ensemble), la dissymétrie est due à l'inclinaison du champ sur la verticale pour une surface résistante comme la terre.

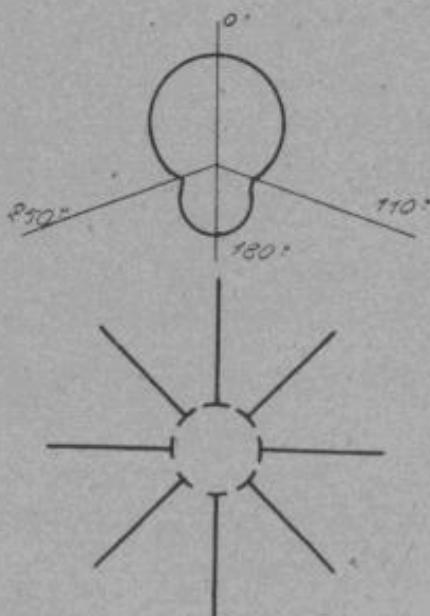
M. K. Uller montre la forte radiation du côté convexe à cause des pertes moins grandes (forme des ondes).

Pratiquement l'expérience a prouvé que la courbe caractéristique

de l'action à distance moyenne avait sensiblement la forme (2). Elle présente un maximum dans la direction inverse de la branche horizontale libre.



(2)



(3)

Fig. 219.

approximativement la direction du poste.

Antennes basses. — On a obtenu de bons résultats avec des antennes basses et dirigées. Ces antennes sont disposées au ras du sol.

La réception et l'effet directif sont plus accentués pour un terrain sec, ce que tendraient à confirmer les théories de Zenneck.

Ces antennes sont très employées aussi bien à la transmission qu'à la réception. L'effet dissymétrique est d'autant plus grand que la branche horizontale est plus grande par rapport à la branche verticale.

Il est possible, en établissant un grand nombre d'antennes (3) orientées suivant différents azimuts, d'obtenir la direction approximative d'un poste transmetteur. Dans ce cas, un commutateur à plots permet de relier les antennes successives à un poste de réception. Il est nécessaire que les branches soient identiques et aient même longueur d'onde. Quand les circuits sont accordés, l'antenne qui donne le son maximum indique

Nous avons déjà donné les avantages des antennes basses comparées aux antennes élevées au chapitre II.

Antennes dirigeables. — **Cadres.** — Les premières applications des antennes dirigeables sont dues à Artom et à MM. Bellini et Tosi.

Dans un des premiers systèmes on employait deux antennes en forme de circuit triangulaire non fermé excitées de telle façon que les deux oscillations induites aient même amplitude, mais soient décalées d'une demi-période l'une par rapport à l'autre.

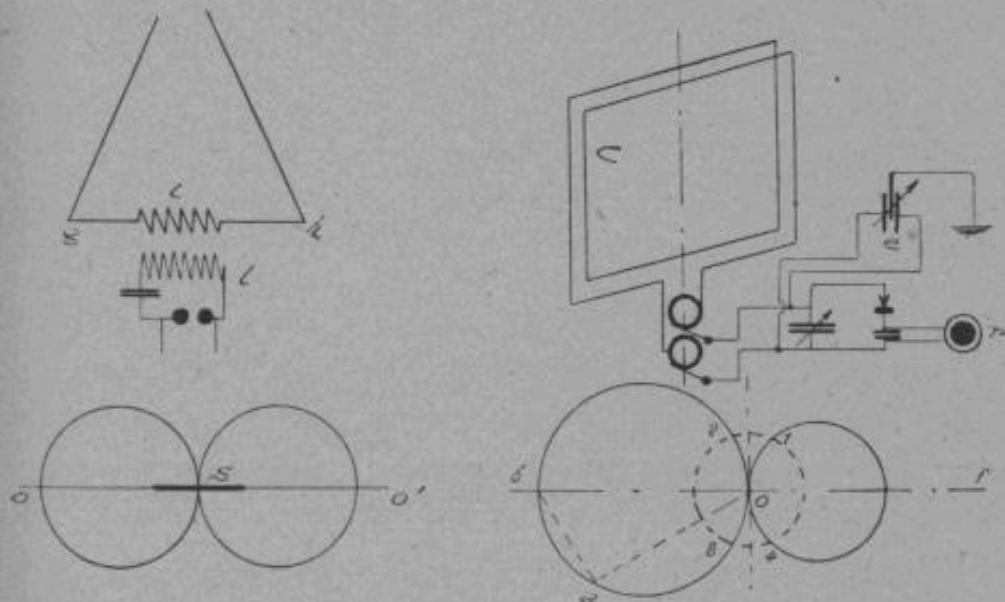


Fig. 220.

MM. Bellini et Tosi se servaient d'un seul cadre triangulaire *gh* (fig. 220) avec secondaire *i* au centre. Le primaire *l* était excité par une bobine d'induction et l'accord était parfaitement établi entre les deux branches *g* et *h*.

On sait que le champ électromagnétique n'a pas la même valeur dans toutes les directions et on obtient une courbe de la forme de la figure. Des émetteurs, et particulièrement des récepteurs, ont été construits sur ces principes. On a utilisé principalement la forme triangulaire fermée et la forme rectangulaire *c*. En particulier le cadre rectangulaire ou carré employé pour rechercher la direction de postes est représenté (fig. 220) avec un système de réception.

Pour une rotation complète du cadre, il y a deux positions

extrêmes, pour lesquelles l'intensité sera maximum, *ob* et *of* (plan du cadre dirigé vers point d'émission). Dans les positions perpendiculaires, l'intensité est nulle (variation de la force électromotrice induite suit la loi du cosinus).

Les cadres peuvent être ouverts pour des longueurs d'onde de même ordre de grandeur, ou fermés mais reliés à des condensateurs pour des longueurs d'onde différentes.

Si le cercle de rayon *oi* représente le courant minimum pour lequel le téléphone sera impressionné, on conçoit qu'on aura deux zones de silences déterminées par les points d'intersection 1, 2 et 3, 4. Ces zones sont opposées.

Pour rechercher un poste, on manœuvre le cadre de façon à déterminer les angles des positions 1 et 2, 3 et 4, pour lesquels l'audition est nulle. On prend ensuite les moyennes des positions, et la moyenne des moyennes. La direction du poste, à quelques degrés près, se trouve sur la ligne perpendiculaire.

Deux postes semblables effectuant les mêmes mesures permettront de déterminer l'intersection des deux moyennes et par conséquent la position approximative du poste, c'est-à-dire la position dans un cercle ayant pour centre le point trouvé. Le condensateur à double armature *e* est destiné à compenser l'action des capacités produites par les différents organes et le sol.

Les cadres sont de plus en plus employés pour la réception, soit à cause de leurs propriétés sélectives et directives, soit à cause de la difficulté d'établir des antennes.

Ils peuvent être appliqués à tous les systèmes de réception.

On peut admettre en partant de l'intensité maximum = 1, pour un angle = à 0° , qu'on obtient successivement :

0,8	pour	35 degrés
0,7	—	45 —
0,5	—	60 —
0,	—	90 —

Ces valeurs ne sont qu'approchées ; en effet les relèvements peuvent être sujets à erreur, en particulier les masses métalliques, lignes téléphoniques ou télégraphiques, antennes, autres cadres rapprochés, influent sur l'orientation exacte.

Enfin d'autres erreurs peuvent influencer les cadres, ce sont : la direction de la propagation des ondes au commencement du jour ou de la nuit, les mers, cours d'eau, et des phénomènes d'ordre différent, tels que : couplage trop serré, réaction, amplificateurs, etc. En ce qui concerne la construction d'un cadre, on peut admettre les données suivantes :

L'intensité est proportionnelle à la superficie des spires et au carré du nombre de spires. La distance entre spires doit varier entre 2 et 5 millimètres; elle dépend de la longueur d'onde à recevoir.

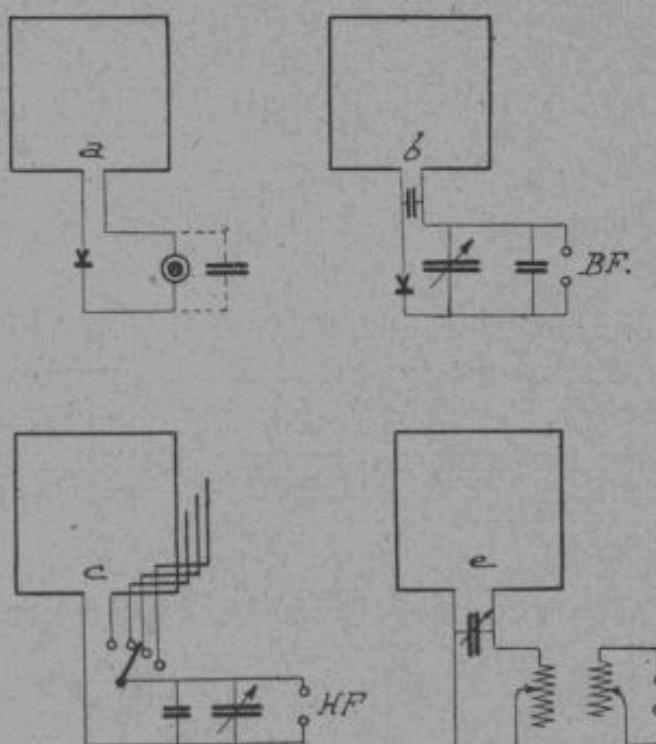


Fig. 221.

La résistance d'un cadre variant en fonction de la longueur d'onde, son rendement sera maximum pour la longueur d'onde correspondante.

En général, on ne doit pas recevoir de longueurs d'onde plus grandes que 3 fois la longueur d'onde propre du cadre. On peut admettre que la longueur d'onde d'un cadre simple est égale à environ 5 fois la longueur du fil.

Montages pratiques. — La figure 221 représente en (a), un montage en apériodique; en (b) un montage relié à un amplificateur.

teur B. F. ; en (c) un montage à spires variables qui peut être relié à un amplificateur H. F. ; en (e) un montage à induction.

La figure 222 représente un cadre relié à un tube à vide monté en détecteur et utilisant une bobine de réaction. Une hétérodyne peut être adjointe au dispositif.

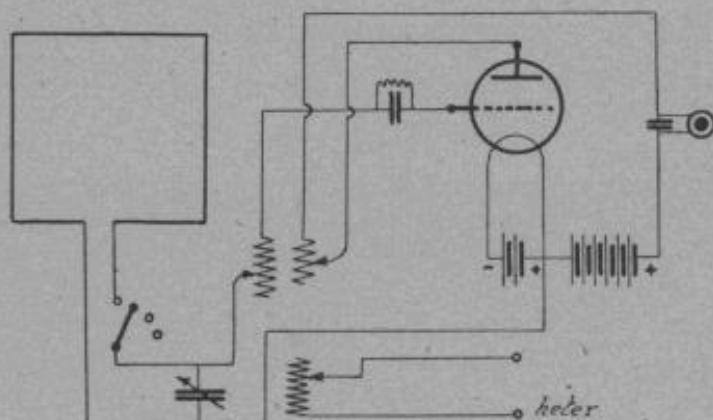


Fig. 222.

La figure 223 représente un montage avec tube à vide détecteur relié, soit à un transformateur et de là à un amplificateur, soit à un récepteur téléphonique. Un petit cadre mobile et placé à l'intérieur du grand cadre, permet la réaction.

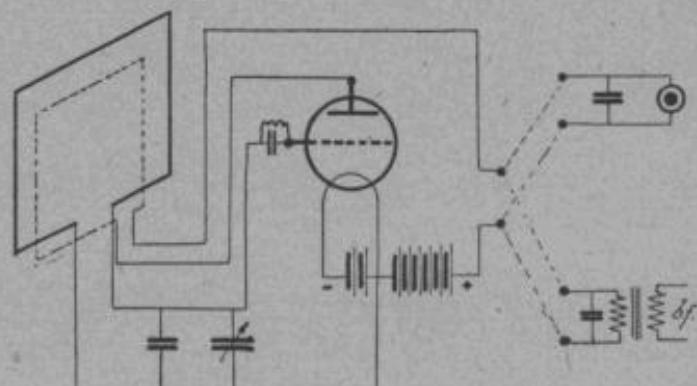


Fig. 223.

La figure 224 représente un cadre relié à un tube à vide monté en détecteur avec réaction et suivi d'un tube à vide amplificateur.

Remarques. — 1° Certains postes à cadres sont montés avec trois cadres concentriques, dont deux sont mobiles. Cette disposition, due à M. Roussel, permet de réunir primaire, secondaire et réaction dans un même groupe.

2° Un des points d'un cadre peut dans certains cas être mis à la terre. La caractéristique de réception est alors déformée et il est possible de déterminer la position d'un poste sans recoulements.

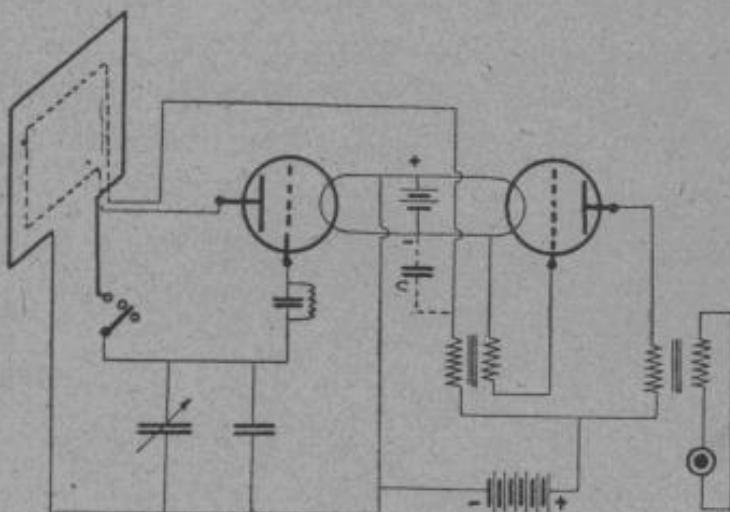


Fig. 224.

Radio-goniomètre. — MM. Bellini et Tosi utilisent un système fixe. Le dispositif imaginé dérive en principe du premier système, en forme de triangle d'Artom.

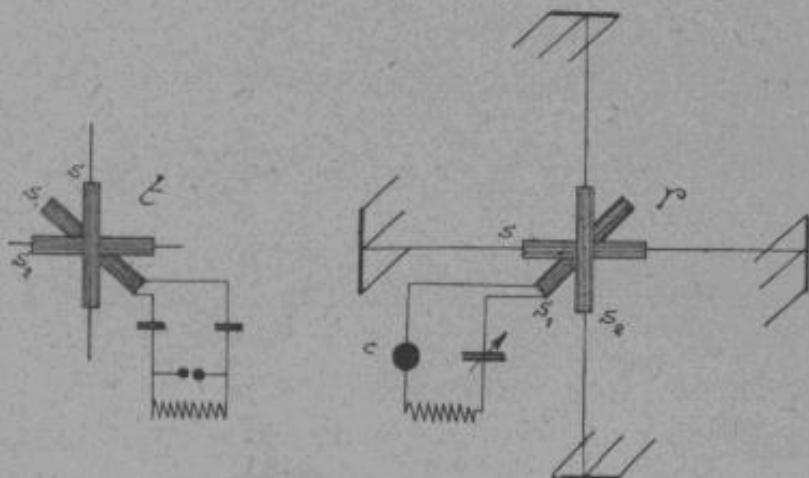


Fig. 225.

La première solution consiste à utiliser deux groupes d'antennes (*t*) placées dans deux plans perpendiculaires (fig. 225).

Dans chaque groupe est intercalée une bobine de spires *S* et *S₁* et les deux bobines sont placées à angle droit.

P. MAURER.

Un cadre mobile S_1 , sur lequel sont enroulées quelques spires, est monté dans un circuit oscillant qui est le siège d'oscillations. Si les circuits sont accordés, en déplaçant le cadre par rapport aux bobines, on fait varier l'induction dans les bobines proportionnellement au cosinus de l'angle que fait le cadre avec chaque bobine. Il se produit une interférence et la résultante est maximum dans la direction du cadre mobile S_1 . Le rayonnement est symétrique dans les deux directions (0° et 180°). Cette émission est appelée émission bilatérale, mais n'a pas donné de résultats sérieux en ce qui concerne la portée.

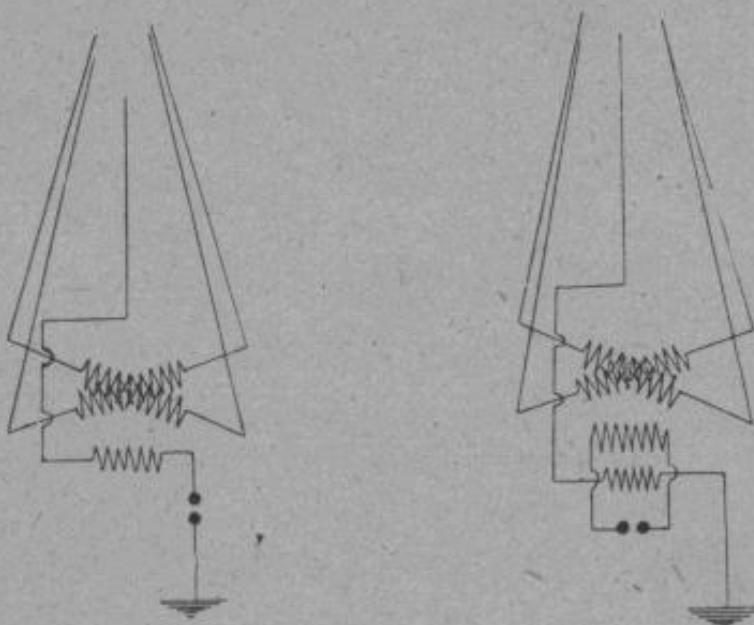


Fig. 226.

Pour supprimer la symétrie de l'émission, les inventeurs ont employé une cinquième antenne verticale (fig. 226). Le rayonnement de cette antenne étant symétrique, l'énergie rayonnée peut être représentée par une circonference. L'énergie communiquée à l'antenne verticale doit être à une certaine distance, égale à la résultante due au rayonnement des deux groupes d'antennes, dans la direction du cadre mobile.

Dans ce cas la symétrie est détruite, mais l'amplitude de la courbe est plus grande que précédemment dans les directions à 90° .

Une solution identique a été appliquée à la réception r (*fig. 225*), le secondaire est alors formé d'une bobine S_1 mobile, reliée au système de réception. Lors d'une émission, les deux champs magnétiques créés par les cadres S et S_2 donneront un champ résultant perpendiculaire à la direction de propagation. Si la bobine mobile S_1 est perpendiculaire à ce champ résultant, l'intensité de réception sera maximum.

On règle aussi comme précédemment sur les minima (5° près).

Un système ainsi constitué a reçu le nom de radio-goniomètre, mais il n'utilise pas une cinquième antenne.

Dans un autre dispositif dû à M. Bellini l'accouplement par induction est remplacé par un accouplement électrostatique (condensateurs à armatures fixes reliées aux antennes et à armature mobile reliée au système de réception).

La Marconi's Wireless télégraph a fait breveter un dispositif radio-goniométrique duplex (*fig. 227*) utilisant deux groupes de deux antennes à angle droit a et a' , recevant des signaux d'un poste b . Les deux bobines mobiles agissent sur un seul système récepteur. Il est possible dans ces conditions d'éliminer ou de ne recevoir que des ondes voulues (a et a' distants de $1/4$ à $1/2$ de longueur d'onde).

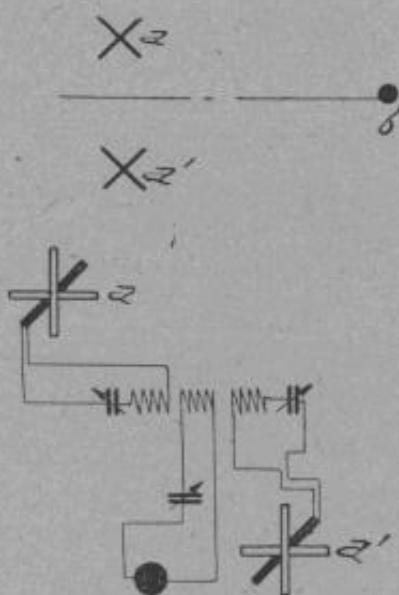


Fig. 227.

CHAPITRE VIII

SYSTÈMES PRINCIPAUX DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Les systèmes de télégraphie sans fil furent très nombreux dans les débuts, et il ne rentrerait pas dans le cadre de cet ouvrage de les décrire tous. Les uns, à la suite d'essais infructueux, ont été abandonnés, d'autres ont servi à créer des dispositifs récents et qui tendent déjà à être délaissés et remplacés par les systèmes à ondes entretenue S.

En réalité il semble assez difficile de déterminer le degré d'originalité de chacun d'eux et par conséquent de les classer. Il paraît plus logique d'étudier les dispositifs créés par les sociétés actuelles de télégraphie sans fil. On décrira d'abord les premiers systèmes de Marconi et le système Lodge Muirhead sans exposer les premiers dispositifs de Lodge, Braun, Slaby-Arco, Fessenden, de Forest, Hozier-Brown, etc...

Premiers systèmes Marconi. — M. Marconi fut l'un des premiers inventeurs de dispositifs de transmission et de réception.

Ses premiers transmetteurs étaient des appareils à réflecteurs et à lames rayonnantes. Il arriva progressivement à l'antenne en supprimant une lame rayonnante et en reliant le point correspondant à la terre. Le récepteur était, à ce moment-là, constitué par un cohéreur relié à un relais et un récepteur Morse.

Un peu plus tard, il modifia le système récepteur pour intercaler le cohéreur dans un circuit secondaire.

Dans le troisième dispositif (1900), Marconi utilisait une bobine

d'induction alimentant un petit transformateur (*fig. 228, a*). Pour la réception il se servait d'un jigger avec cohéreur. Il obtint ainsi des portées de 150 kilomètres sur mer. Vers la même époque, il

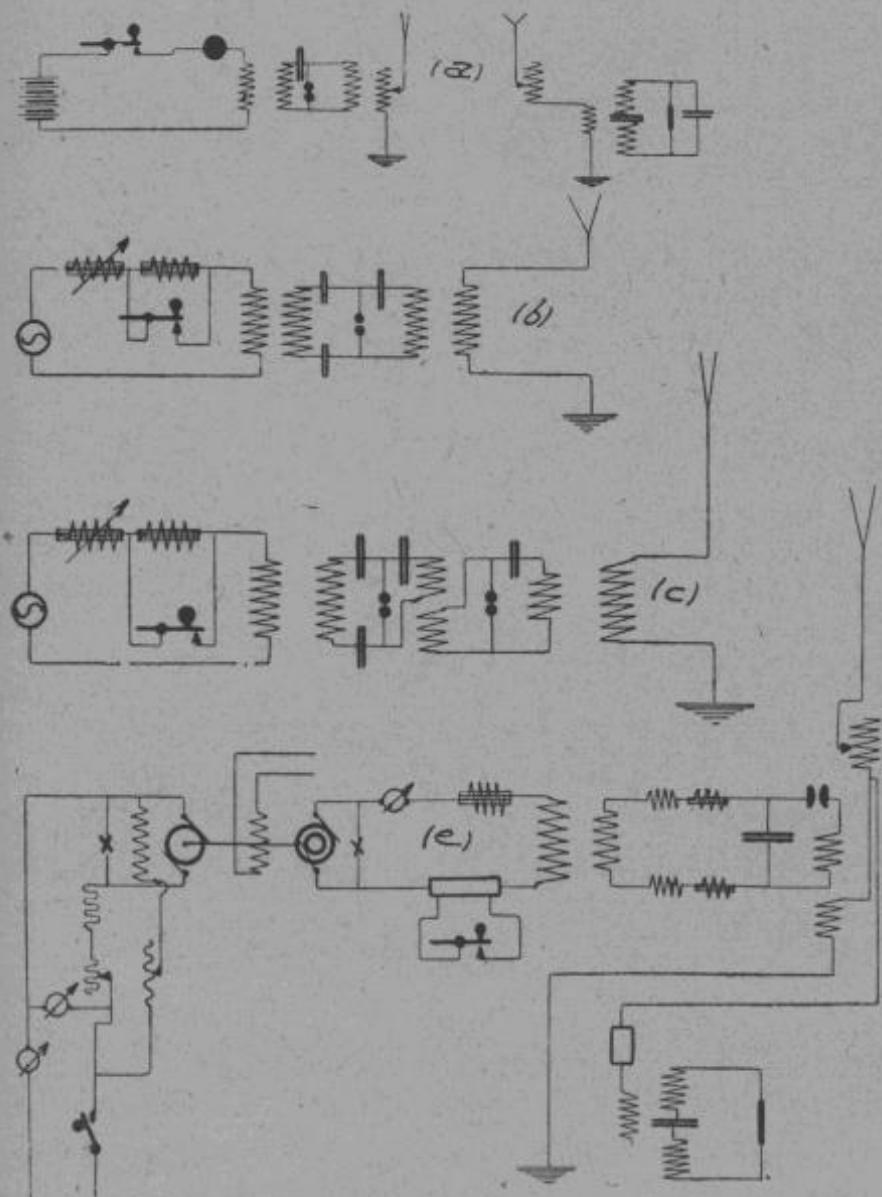


Fig. 228.

utilisa des systèmes à double communication ; des oscillations de périodes différentes étaient produites dans deux transmetteurs accordés différemment avec le même circuit radiateur. Le montage pour la réception était analogue.

Pour de plus grandes distances, M. Marconi employa des trans-

formateurs alimentés par des alternateurs. Le schéma (*b*) représente le montage utilisé. Le schéma (*c*) est un procédé à double transformation.

Les postes de réception étaient alors à montage par dérivation, et le détecteur magnétique fut substitué dans la plupart des stations au cohéreur. Dans certaines stations pourtant, la réception pouvait être opérée par cohéreur ou détecteur magnétique.

La station de Poldhu montée suivant le schéma (*c*) permettait des transmissions supérieures à 1 500 kilomètres (1902). On utilisait un alternateur de 50 kilowatts et une tension secondaire de 20 000 volts. Le poste récepteur était un système à induction (jigger) avec montage du relais et du récepteur Morse comme il a été indiqué précédemment.

Le dispositif général d'une station, transmission et réception Marconi, est représenté en (*c*).

Système Lodge-Muirhead. — La grande particularité du système Lodge-Muirhead qui fut racheté par la Compagnie Marconi, est la suppression de la communication avec la terre. Le système radiateur ou récepteur était formé par deux surfaces formant capacité, et une bobine de self.

Les appareils d'émission comprenaient pour les postes à faible puissance une bobine d'induction alimentée par des accumulateurs (dont le rupteur d'un type spécial a été décrit précédemment). Il permettait des fréquences d'étincelles égales à 600 à la minute.

Pour les postes de plus grande puissance, on employait un alternateur et un transformateur. La manipulation était opérée à la main, ou à l'aide d'un manipulateur automatique avec perforateur spécial.

Le poste récepteur comportait un cohéreur à mercure, du type décrit, monté directement avec un siphon recorder. Les signaux longs présentaient une ondulation variable avec le nombre d'étincelles du transmetteur.

Des stations de ce genre furent établies entre Port-Blais et l'île Diamond en 1904.

Systèmes de la Marconi's Wireless télégraph. — Les premières grandes stations équipées avec les systèmes Marconi sont celles de Glace-Bay, Clifden et Poldhu.

A Glace-Bay, l'antenne primitive comprenait une partie verticale en pyramide de 67 mètres reliée à des fils horizontaux placés suivant les rayons d'un cercle.

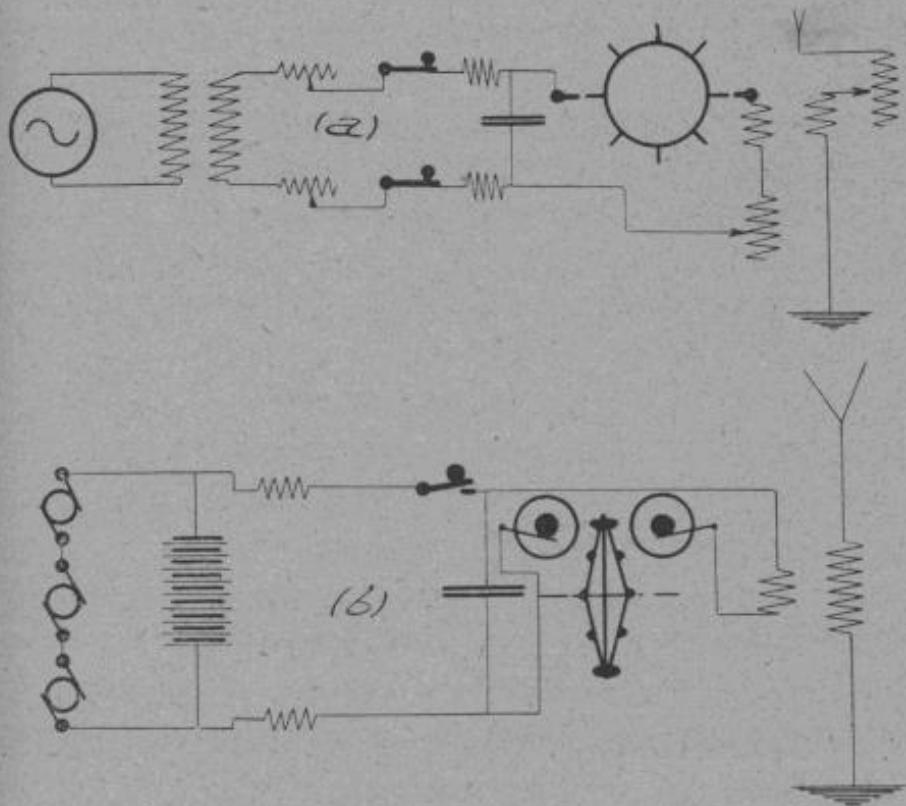


Fig. 229.

Plus tard à Glace Bay et à Clifden, on employa des antennes dirigées à grand nombre de brins. Il en résulta une plus grande intensité des signaux pour la même portée.

Les stations étaient équipées (*fig. 229, b*) avec des systèmes de transmission à disques déjà décrits. Les génératrices sont montées en série et une batterie d'accumulateurs était montée en tampon.

Les autres systèmes de la Marconi's Wireless télégraph sont à étincelles musicales produites par un éclateur tournant (*fig. 229, a*). Les alternateurs donnent 300 kilowatts à 150 ou 200 périodes et supportent la roue dentée de l'éclateur.

Les condensateurs sont à armatures en zinc séparées par un diélectrique en verre, le tout immergé dans un bac rempli de pétrole. La manipulation a lieu sur le circuit de charge par l'intermédiaire d'un relais, dont les étincelles sont coupées par un courant d'air.

Dans de plus anciens systèmes, la charge était opérée par une source à courant continu (10000 volts) provenant de dynamos et de batteries d'accumulateurs montées en parallèles. Les condensateurs utilisés étaient à diélectrique à air.

La majorité des stations terrestres de la Marconi's Wireless télégraph possèdent deux stations l'une émettrice et l'autre réceptrice séparées mais réunies par une ligne télégraphique, permettant ainsi de travailler en duplex.

Les antennes de transmission sont du type dirigé à branche horizontale de 500 à 1500 mètres formée de 4 à 8 fils. Les antennes de réception sont du même type, mais à 2 brins.

Dans la marche en duplex, on emploie des longueurs d'onde bien différentes pour la transmission et la réception, et des antennes orientées dans la direction du correspondant. Si *f* est l'antenne du poste de transmission (*fig. 144*) et *g* l'antenne de réception, on annule les signaux des postes voisins à l'aide d'une antenne de compensation *h*, plus basse que *g*, perpendiculaire à *f* et ayant la direction de réception optimale vers *f*.

Si l'on oppose dans les enroulements récepteurs, les effets des deux antennes et si l'on règle les enroulements de l'antenne de compensation de telle façon que son effet s'oppose exactement, pour les signaux venant de l'antenne *f* d'émission, à l'effet de l'antenne de réception, l'antenne normale de réception *g* n'entend pas les signaux de transmission de *f* et les signaux du correspondant sont à peine affaiblis.

On a même constitué, avec 4 antennes, des postes fonctionnant en quadruplex.

Le poste transmetteur est, comme on l'a déjà dit, commandé du poste récepteur. La transmission est automatique et la réception généralement enregistrée sur un disque de phonographe.

Perfectionnements aux systèmes de transmission. — Les

principaux perfectionnements portent sur les systèmes de transmission à disques dentés.

Un premier perfectionnement est réalisé avec les systèmes à source à courant continu haute tension, les décharges peuvent être plus rapprochés en employant plusieurs disques intermédiaires

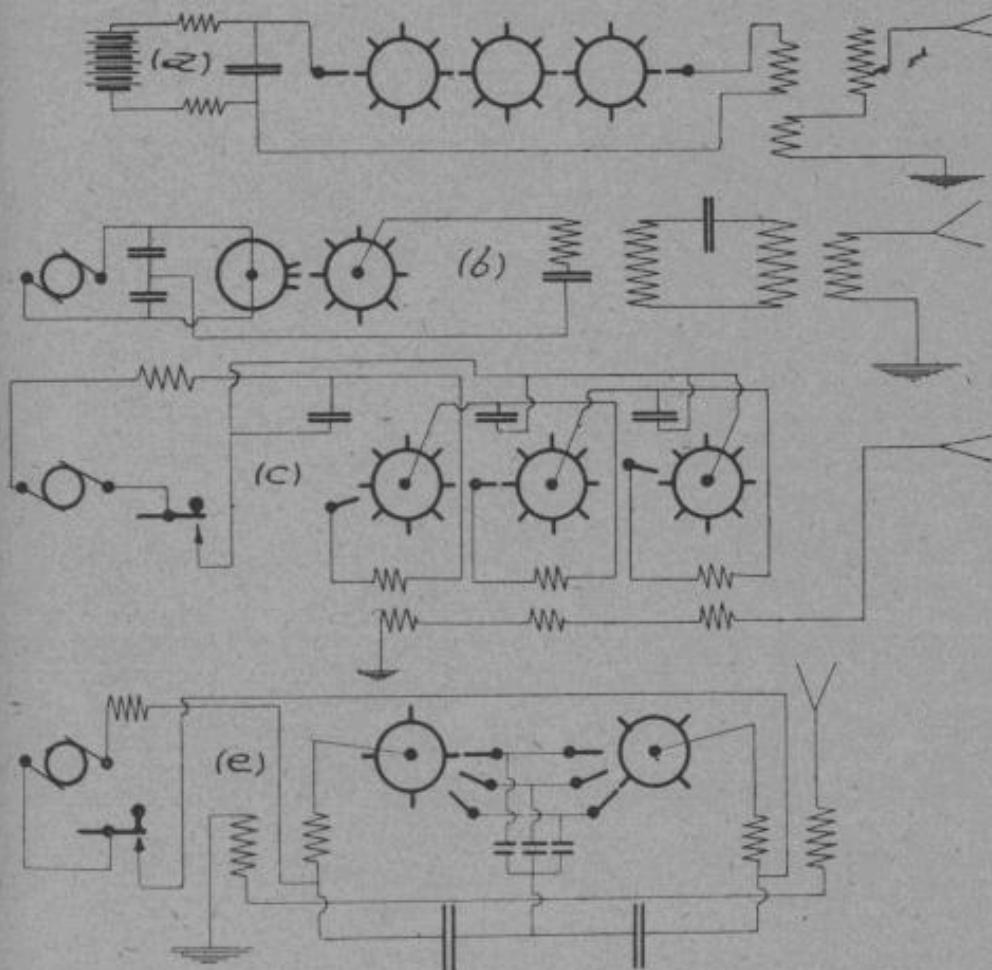


Fig. 230.

(fig. 230, a). Dans ce cas, il est nécessaire que le temps pendant lequel le circuit se trouve fermé (décharge) soit égal autant que possible à la demi-période d'oscillation propre du circuit radiateur.

L'emploi d'un couplage indirect (b) a pour effet d'améliorer la forme de l'onde.

En (c) et (d) sont représentés des montages utilisant 3 circuits oscillants se déchargeant à intervalles réguliers et couplés par induction avec le système radiateur.

Enfin des perfectionnements nombreux ont été apportés aux postes à étincelles commandés.

Le montage *a* (fig. 231) représente un poste à ondes entretenues composé de quatre circuits oscillants ayant même période

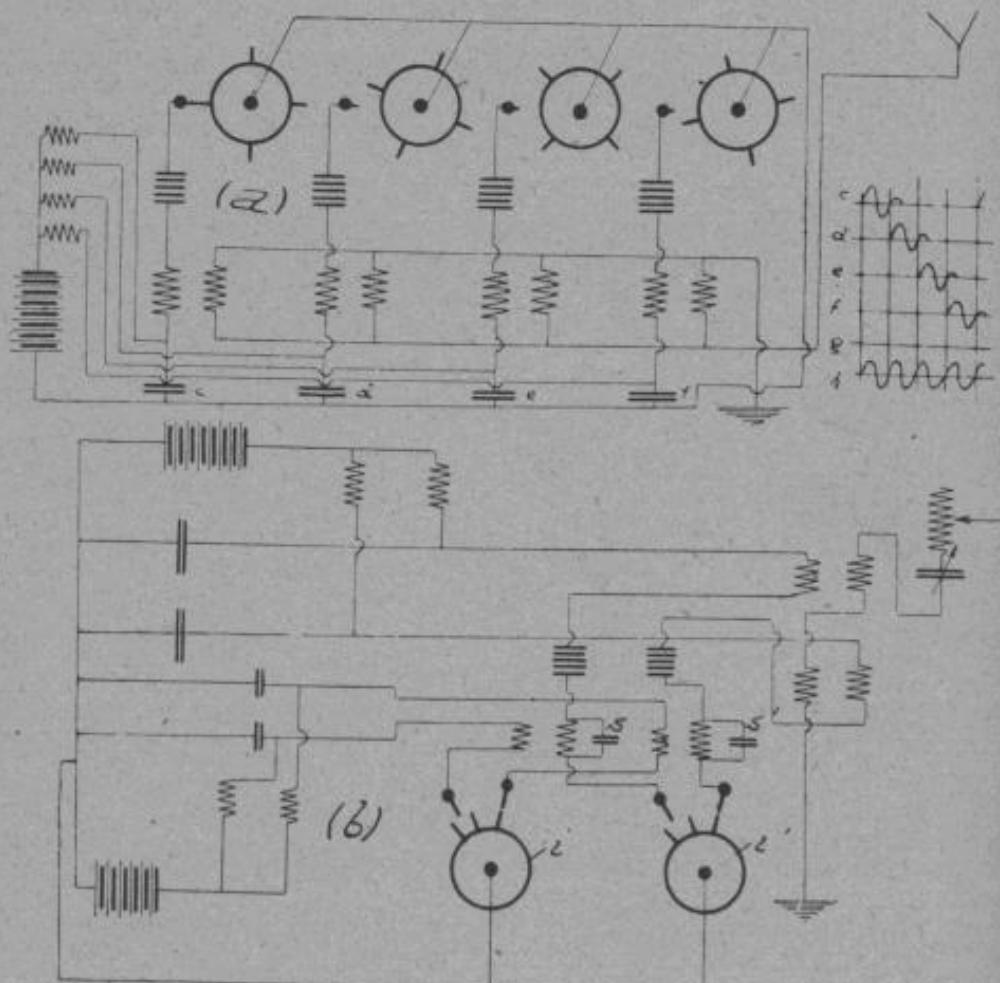


Fig. 231.

d'oscillation et chargés par la même source à courant continu. Chaque circuit oscillant est relié à la source par une inductance. Quand le condensateur d'un circuit est chargé, il se décharge au moment où le disque denté correspondant rencontre l'électrode fixe. La décharge se produit alors dans le circuit comprenant un groupe d'amortisseurs (étincelles fractionnées), et la self d'accouplement primaire.

Les roues dentées sont montées sur le même arbre et le réglage des électrodes doit être tel que l'intervalle entre le commencement

de la décharge du premier condensateur *c* et le commencement de la décharge du deuxième condensateur *d* soit égal à la période d'oscillation de l'antenne et du circuit intermédiaire, ou en soit un multiple exact. L'effet final (courbes *c*, *d*, *e*, *f*, *h*) sera une oscillation non amortie.

Pour assurer plus exactement le commencement de la décharge, les dispositifs de décharge sont prévus avec une étincelle auxiliaire dont l'éclatement est réglé au moyen d'un disque supplémentaire. Cette étincelle auxiliaire, ou étincelle de détente, s'obtient en déchargeant de petits condensateurs à travers des bobines d'inductance et des intervalles à étincelles. Ces circuits auxiliaires sont disposés de manière à avoir une fréquence relativement élevée et sont couplés à d'autres bobines accordées à la même fréquence.

Un exemple (*b*) montre le fonctionnement de ces circuits auxiliaires.

Ce montage représente deux circuits de décharge alimentés par la même source et capables de se décharger à travers les primaires des systèmes couplés avec l'antenne, les amortisseurs, les secondaires *s* et *s'* des petits transformateurs et le disque *i'*.

Les distances d'étincelles aux amortisseurs et au disque *i'* sont telles que les potentiels des condensateurs normaux sont insuffisants pour produire la décharge.

Les condensateurs auxiliaires chargés par une source différente induisent, au moment de leur décharge, un potentiel élevé dans les secondaires *s* et *s'*, permettant à ce moment la décharge des condensateurs principaux.

Systèmes de la société française radioélectrique. — *Système S. F. R. musical.* — C'est l'un des premiers types de la S. F. R. (*fig. 232, a*). L'alternateur est du type à résonance Béthenod.

Il est à réaction d'induit très accusée et à self-induction de l'inducteur très faible.

Le transformateur est à circuit magnétique fermé.

Les postes à émission musicale se font de 15 kilowatts à 600 kilowatts.

Système à onde unique de la S. F. R. — Ce système supprime les désavantages des deux oscillations d'accouplement en couplage serré entre le primaire et le secondaire.

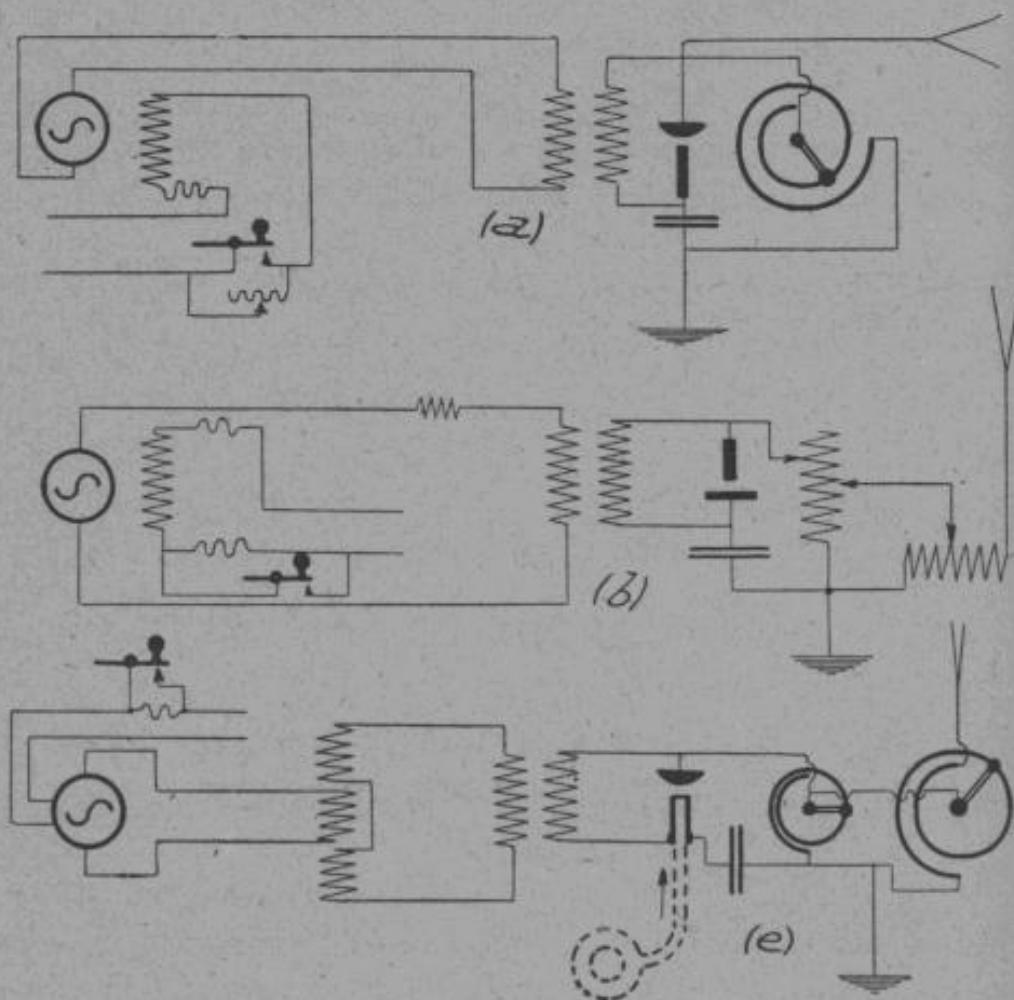


Fig. 232.

On sait qu'avec un montage Tesla il faudrait avoir un couplage très lâché pour obtenir une seule oscillation dans le secondaire, mais l'énergie transmise est minimum.

Le nouveau système comporte un circuit oscillant émetteur couplé avec le circuit antenne terre par l'intermédiaire d'un circuit sans capacité. On a ainsi un système accouplé rigidement, analogue à deux pendules reliés par un fil non flexible. La syn-tonie est plus précise, le rendement meilleur qu'avec un couplage en Tesla, l'amortissement moindre et l'énergie transmise plus grande (rendement 10 pour 100 plus grand qu'avec autres systèmes).

Il ne doit pas y avoir d'induction mutuelle entre les deux circuits oscillants.

Si λ_0 = longueur d'onde des deux circuits oscillants, la longueur d'onde d'émission :

$$\lambda = \lambda_0 \sqrt{1 - (K_1^2 + K_2^2)}$$

K_1 et K_2 étant les couplages entre les deux circuits oscillants et le circuit intermédiaire.

En pratique, on monte le circuit intermédiaire en dérivation (*b* et *e*). La S. F. R. construit des postes émetteurs de ce genre à partir de 3 kilowatts.

Il faut remarquer que le circuit récepteur ne devra pas être accordé sur la longueur d'onde du circuit transmetteur.

Postes à ondes entretenues avec générateurs à arc. — La S. F. R. construit aussi des postes transmetteurs de toutes puissances avec générateurs à arc.

La génératrice à courant continu est alimentée, soit par un moteur thermique, soit par un moteur à gaz, soit par un moteur électrique, avec organes de manœuvre et de protection.

Le générateur à arc est constitué par deux électrodes dont l'une, la cathode, est en charbon entourée d'une enveloppe parcourue par une circulation d'eau, et l'autre, l'anode en cuivre, également refroidie par une circulation d'eau (*fig. 233*).

Le soufflage est assuré par un champ magnétique produit par deux bobines spéciales parcourues par le courant d'alimentation.

Dans les arcs de grande puissance l'intensité du champ est réglable.

Les différents organes sont enfermés dans une cuve étanche, où circule un courant de gaz ordinaire, ou bien des vapeurs d'alcool ou de pétrole.

L'arc est mis progressivement en marche par l'intermédiaire de résistances commandées par des contacteurs automatiques (grandes puissances).

La manipulation est opérée par un relais court-circuitant une partie de la self d'antenne et dans certains cas introduisant, pour

éviter les dérégagements, un circuit de compensation. Ce dernier procède supprime l'émission d'une onde inutile.

Dans ces systèmes, la manipulation est généralement automatique (bandes perforées), et les postes peuvent marcher en duplex.

Les postes établis varient entre $1^{kw},5$ et $100^{kw},5$ de puissance à

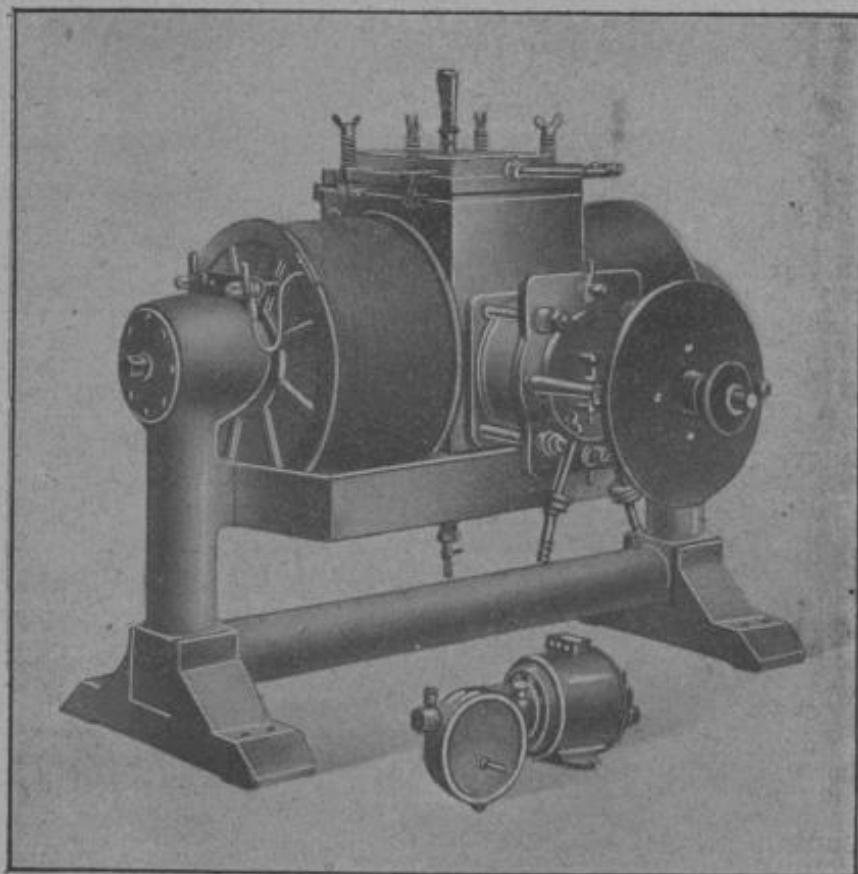


Fig. 233.

la génératrice continue, et conviennent en principe pour des portées variant entre 300 et 3 000 kilomètres.

Postes à ondes entretenues avec machines à haute fréquence. — La S. F. R. construit des postes avec alternateurs à haute fréquence de toutes puissances.

Ces stations sont moins compliquées, puisqu'elles ne comportent ni selfs, ni condensateurs, ni éclateurs. Elles ont un rendement supérieur aux postes à ondes entretenues à arc.

Les postes comportent généralement un moteur thermique ou

à gaz, entraînant une génératrice à courant continu. La source à courant continu doit être à tension constante ; pour cela on emploie un régulateur automatique.

La génératrice alimente un moteur couplé avec l'alternateur à haute fréquence. La vitesse du groupe générateur H. F. est maintenue constante malgré les variations de charge, grâce à un régulateur spécial.

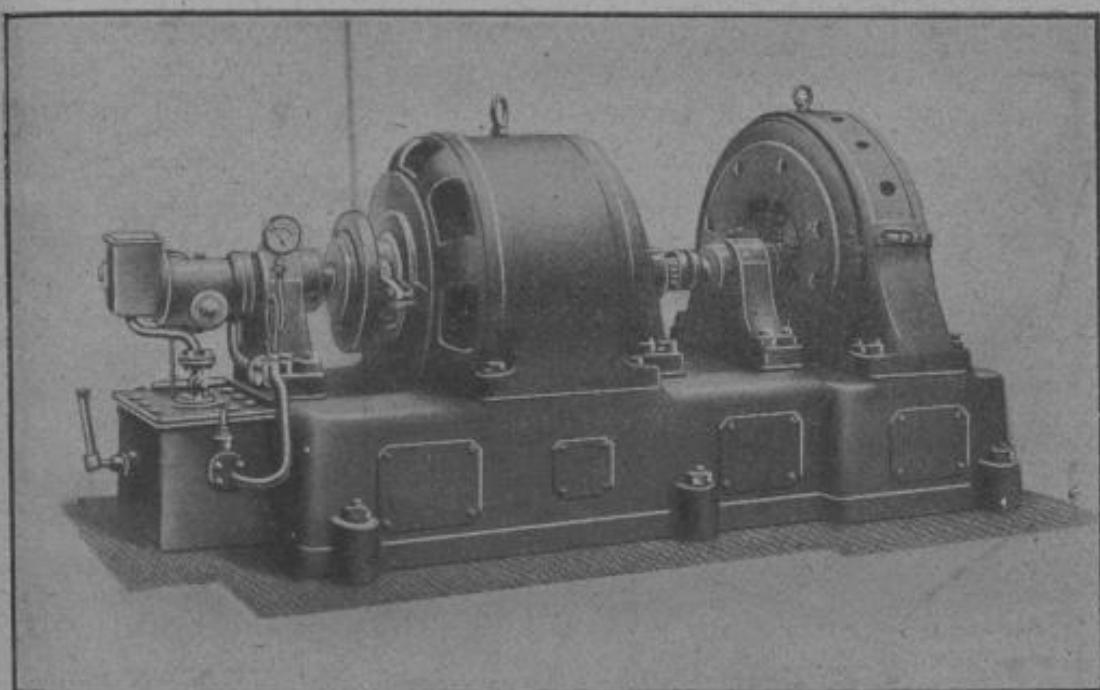


Fig. 234.

L'alternateur (*fig. 234*) est à réluctance variable homopolaire (MM. Latour, Béthenod et Girardeau). Il tourne à 6 000 tours par minute, produisant du courant à 30 000 périodes par seconde. Le stator porte les enroulements induits et inducteurs, et le rotor est formé de tôles feuillettées extra-fines sans enroulements.

Cette machine donne un bon rendement pour une longueur d'onde de 2 500 mètres.

Elle est connectée au primaire du transformateur Tesla (*fig. 235*). Le secondaire est monté en série dans l'antenne. Une self auxiliaire permet d'accorder l'antenne sur la fréquence de l'alternateur ; un ampèremètre intercalé à la base donne les indications nécessaires pour l'accord.

La manipulation est opérée par un relais actionné à l'aide d'un dispositif à main ou automatique.

Les stations sont utilisées avec antennes en nappe horizontale de 300 mètres de longueur, ou avec antennes en parapluie à 12 brins et à mât central de 100 mètres.

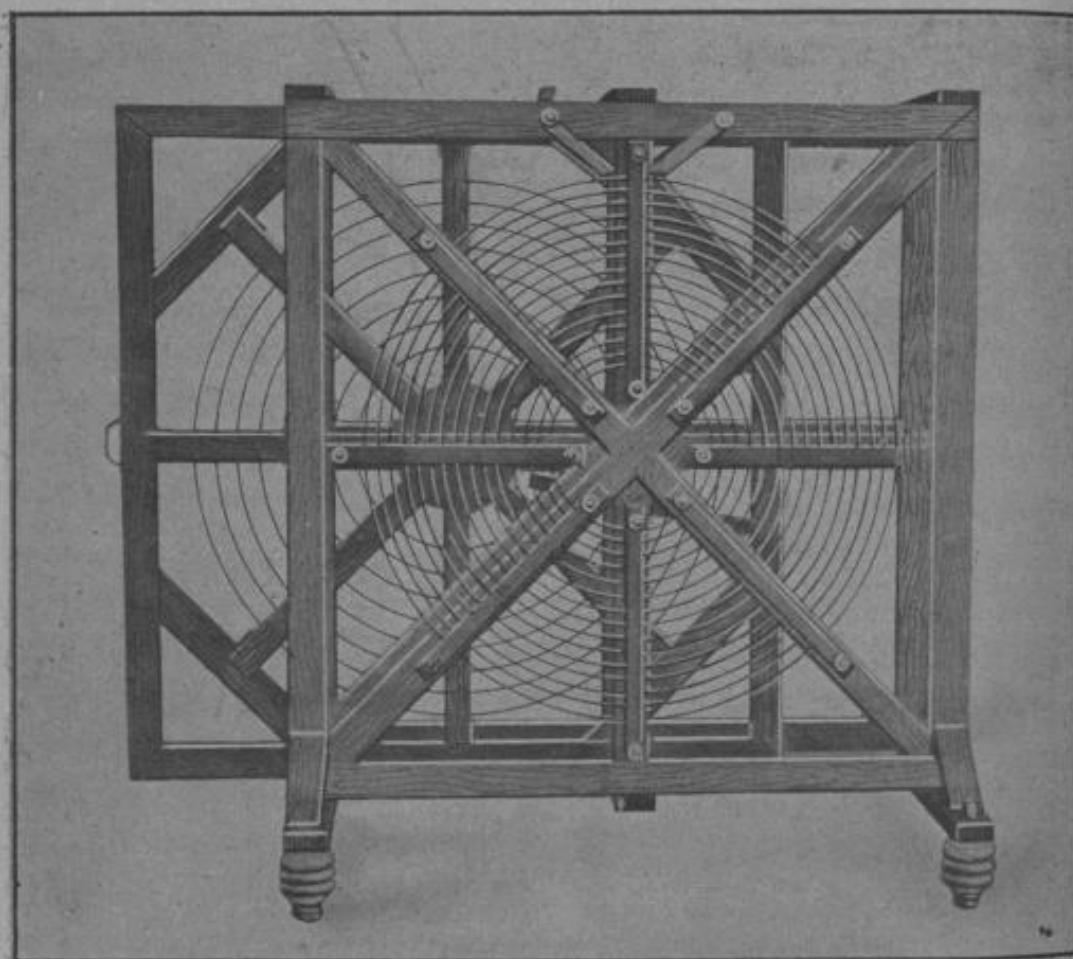


Fig. 235.

Les stations de Lyon (500 HP), Bamako (400 HP), Tananarive (500 HP), Saïgon (2 alt. 1500 HP), etc.,.... sont équipées avec des alternateurs à haute fréquence de la S. F. R.

La figure 236 représente le groupe à haute fréquence de 200 kilowatts, du poste de Lyon, équipé par la S. F. R.

La figure 237 montre la vue d'ensemble du même poste avec antenne (2 pylônes 200 mètres et 6 de 180 mètres).

La Société française radio-électrique a perfectionné différents

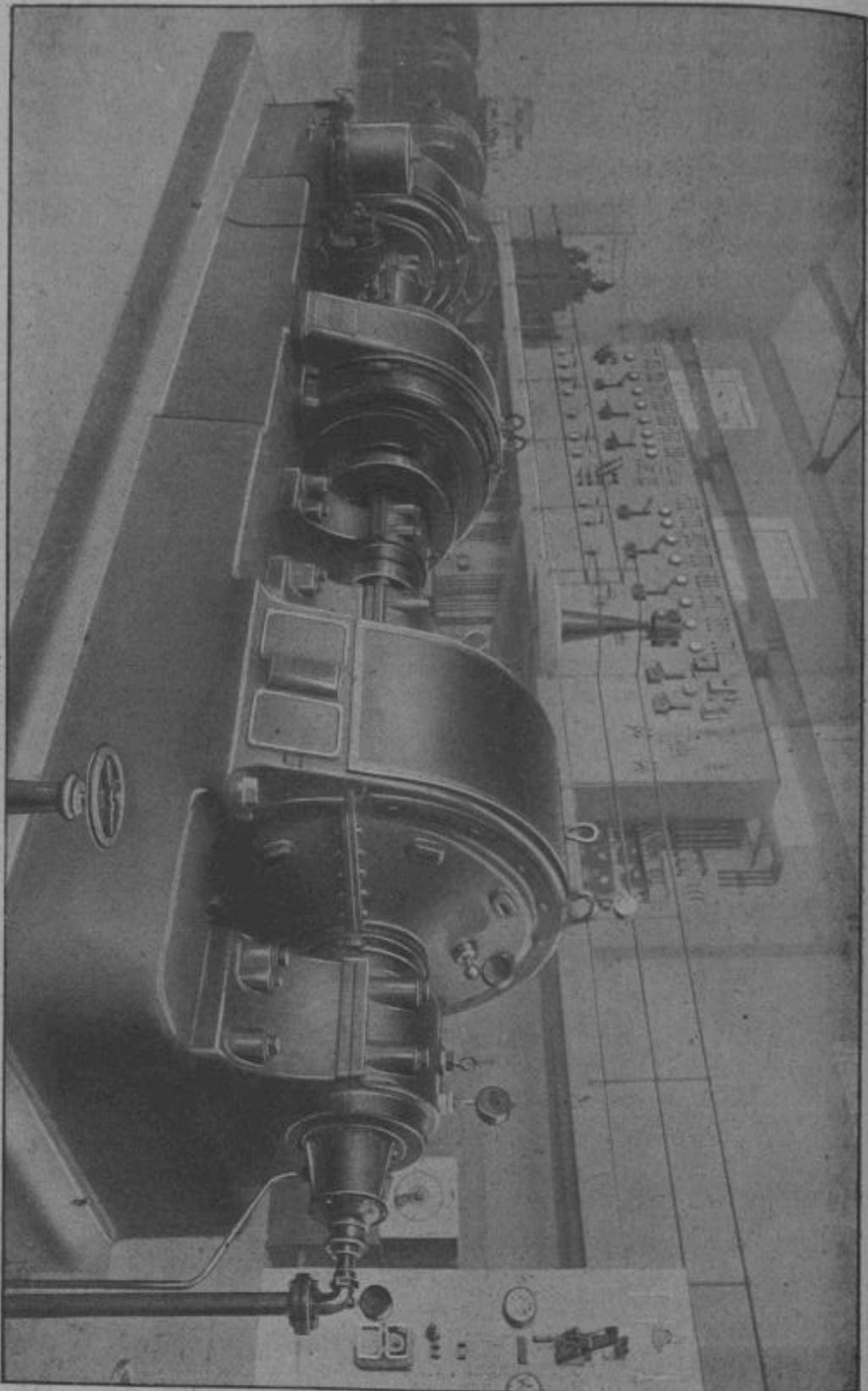


Fig. 256.

autres systèmes, en particulier les transformateurs Joly, et les alternateurs à réductance variables homopolaires avec circuits de résonance.

Systèmes de la Compagnie générale de radiotélégraphie. — Les systèmes à étincelles musicales sont les premiers dispositifs em-

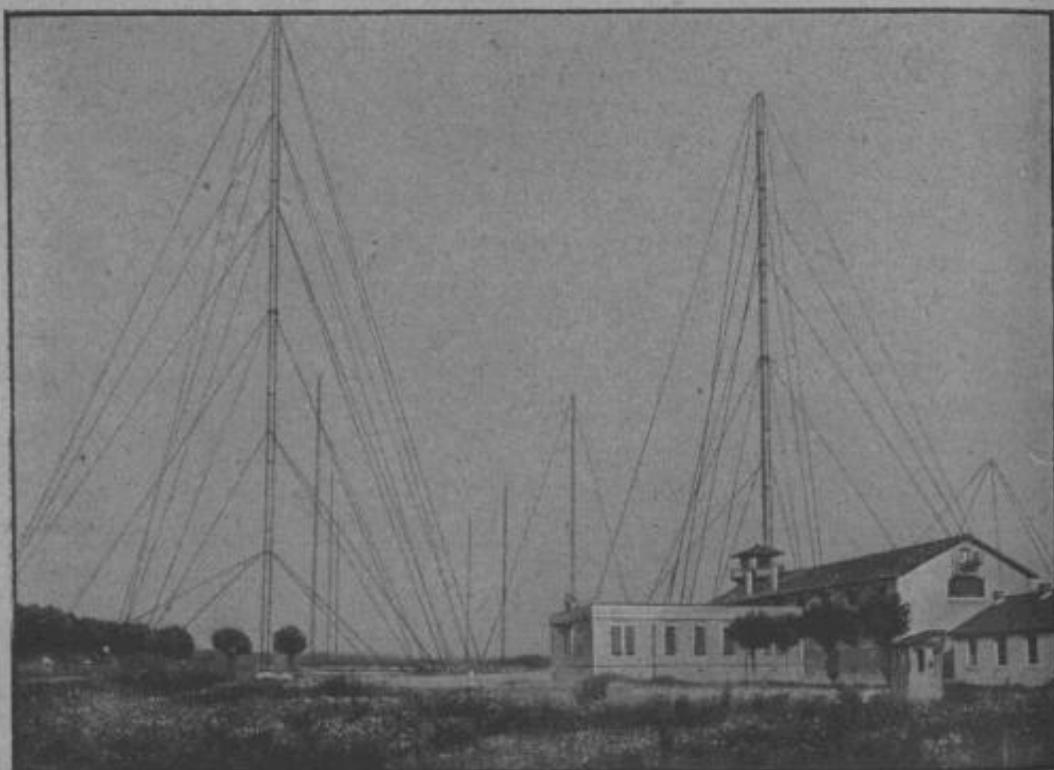


Fig. 237.

ployés par cette compagnie. La figure 238 représente le montage d'un poste de ce genre (*a*). Ils sont généralement alimentés par une génératrice à courant continu pour des portées inférieures à 1 000 kilomètres (navires). Les postes comportent un clavier à 8 notes permettant de changer la tonalité par variation de self et par conséquent d'étincelle. L'éclateur est constitué par deux disques de métal spécial séparés par une feuille de papier évidé. On a ainsi une chambre d'éclatement close qui se remplit de gaz carburés. Les disques sont à circulation d'eau.

L'étincelle est très courte et on a en réalité une excitation par choc pour certains réglages.

Pour de plus grandes puissances, on emploie plusieurs disques, mais ce type d'éclateur ne convient pas pour les grandes puissances ; on emploie alors l'éclateur de M. Petit permettant des réglages d'étincelles à $\frac{1}{100}$ de millimètre près (fig. 239). Ces éclateurs sont montés par séries de 3 à 6 pour les puissances au-dessous de $2^{kw},5$.

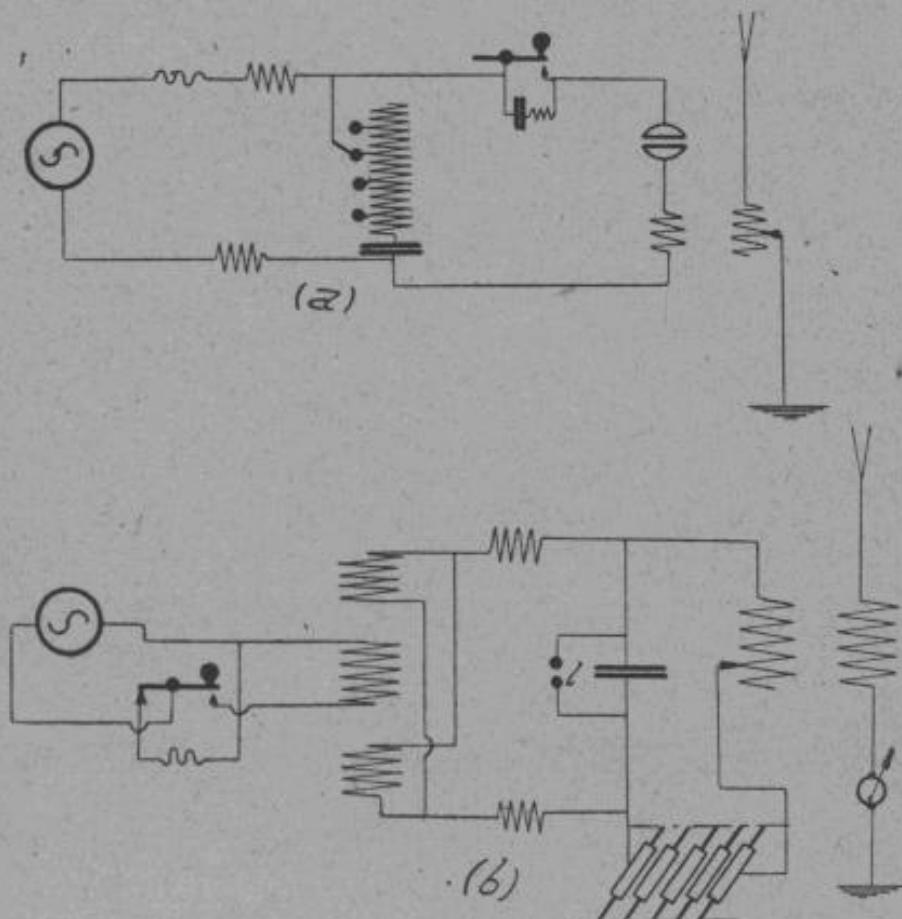


Fig. 238.

Le schéma d'un poste de $2^{kw},5$ de bateau est représenté (fig. 238 b).

Des postes à encombrement réduit ont été étudiés spécialement pour les navires. L'énergie est fournie par un alternateur monophasé à 500 périodes.

Le poste de la figure 240 est d'une puissance égale à 1 kilowatt. Il comprend deux boîtes : l'une contenant les appareils de transmission (inverseur et manipulateur) et la boîte de réception ; l'autre contenant éclateur, circuits couplés et ampèremètre.

La figure 241 représente un poste de secours pour bateaux. Tous les appareils sont ici réunis dans une seule boîte.

Quand on veut dépasser une certaine puissance on est amené, quand l'énergie mise en jeu est assez grande, à augmenter le

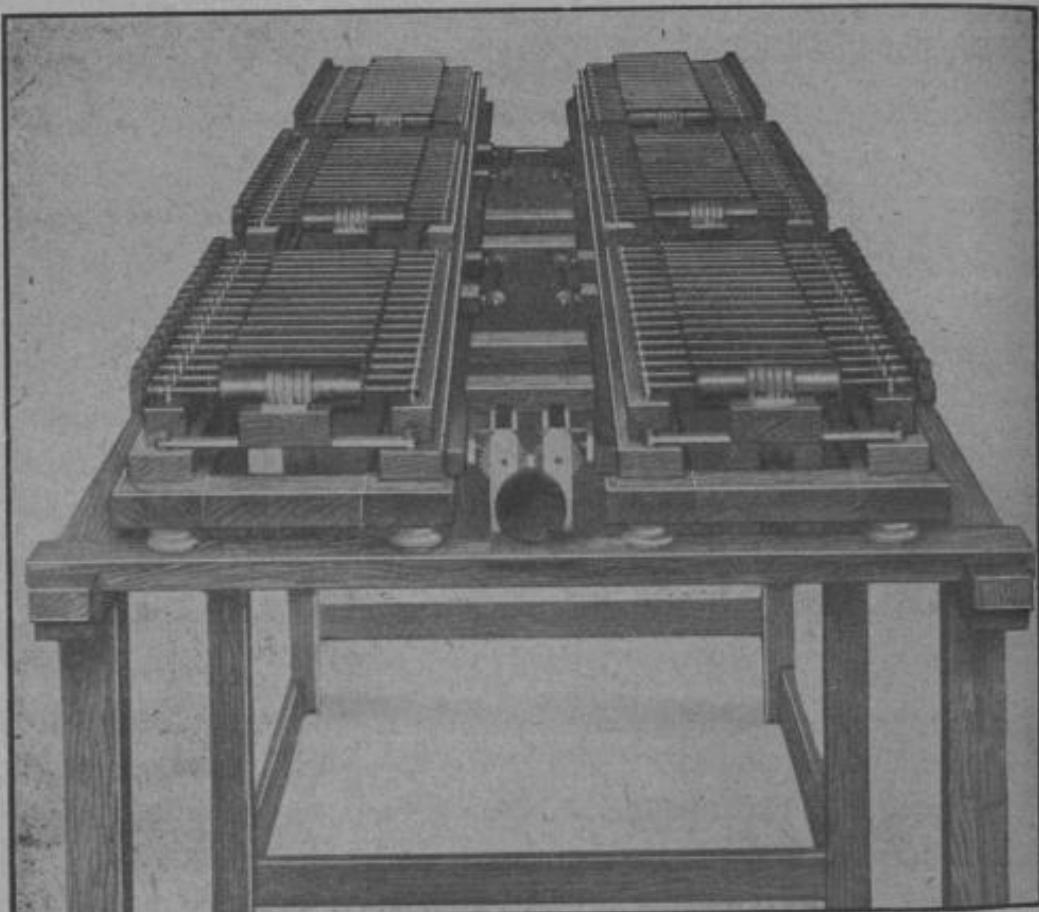


Fig. 239.

nombre des électrodes pour éviter la formation d'arcs ou les décharges partielles. Avec des disques dentés, à grande vitesse, on arrive à rompre la décharge par un à-coup comparable au choc dû à l'étincelle étouffée, on monte alors en série un éclateur tournant et un certain nombre d'éclateurs fixes.

La figure 242 représente l'éclateur tournant utilisé au poste de Sainte-Marie-de-la-Mer (génératrices à haute tension, continu.)

Dispositifs des P. T. T. — Les dispositifs utilisés par les Postes et Télégraphes sont représentés par les schémas *a* et *b* de la figure 243. Le montage *a* est à courant continu avec éclateur à coupelles

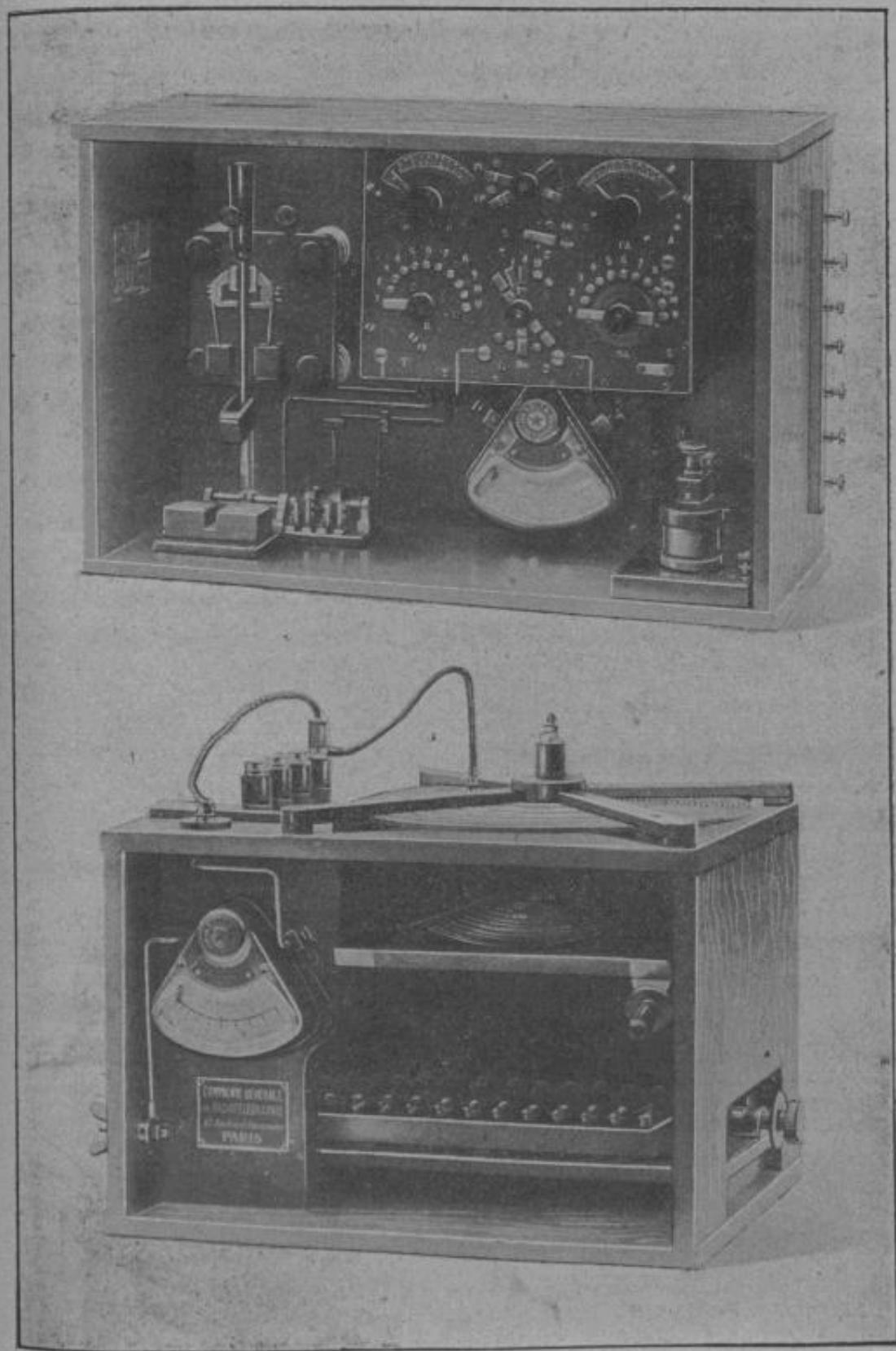


Fig. 240.

et interrupteur Klingelfuss. Le montage *b* est à courant alternatif. On a aussi utilisé des postes de 10 kilowatts (postes côtiers) avec génératrices à haute tension.

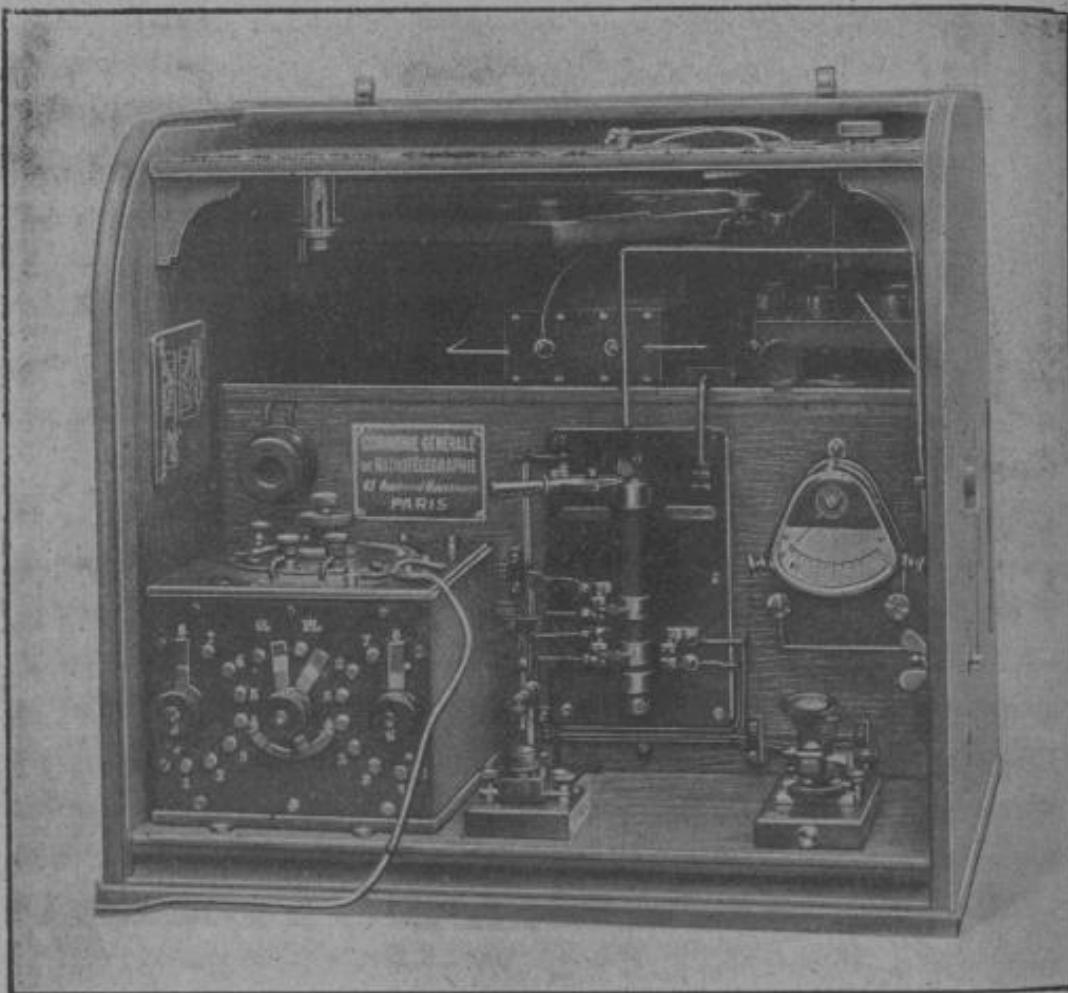


Fig. 241.

Systèmes Mercadier-Magunna. — Les postes Magunna utilisent un procédé spécial pour produire un courant interrompu dans le primaire de la bobine d'induction.

On sait que c'est un diapason (*fig. 244 a*) dont les vibrations sont entretenues par une corde mobile ou une courroie sans fin enduite de colophane.

Les diapasons sont montés avec curseurs mobiles pour régler les vibrations. On a pu obtenir ainsi une régularité d'entretien allant jusqu'à $\frac{1}{200}$ de seconde.

Sur une des branches est montée une lame métallique qui peut venir en contact avec un plot fixe.

Le schéma (*a*) représente un montage simple en direct, avec accumulateurs. Un condensateur est monté aux extrémités du circuit de rupture.

Le montage *b* représente plusieurs diapasons mis en vibration par la même corde, de façon à obtenir des fréquences variées. Le montage est indirect.

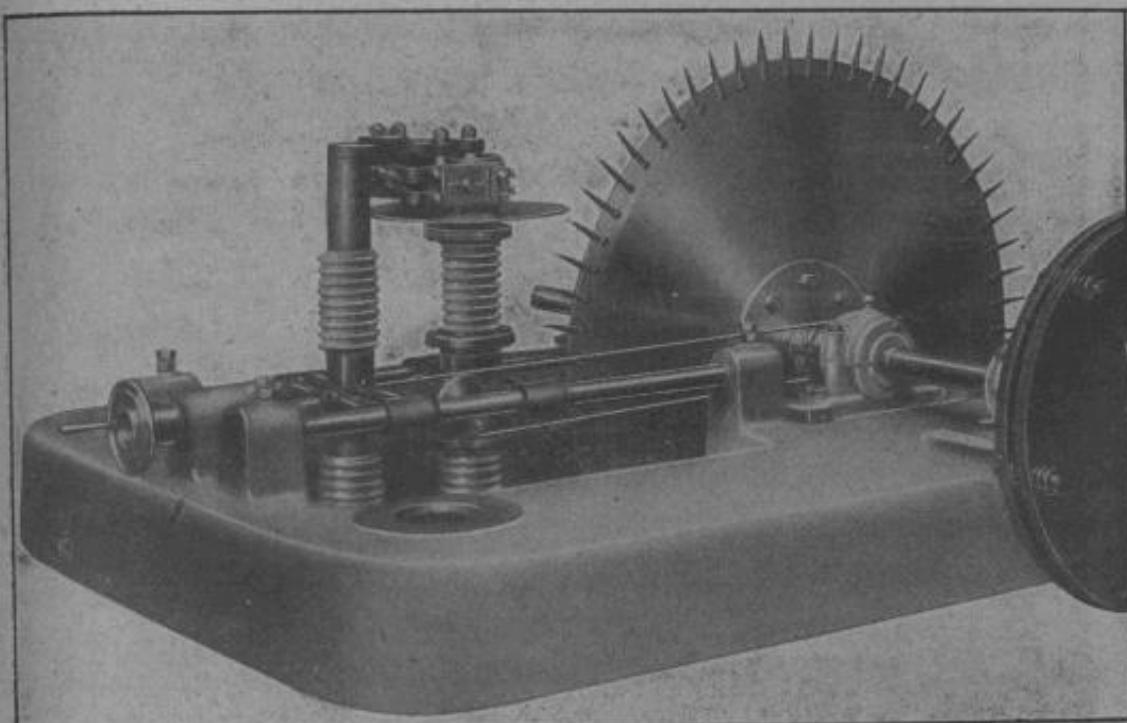


Fig. 242.

Le schéma *c* représente un poste complet avec excitation par impulsion et dynamo à courant continu pour l'alimentation du transformateur (poste de 500 watts). Ces postes sont utilisés dans la marine.

Les postes récents se font depuis 200 watts jusqu'à 5 kilowatts. La mise en vibration du diapason est effectuée par un électro-aimant dont une extrémité du noyau est montée sur une branche du diapason.

On a construit aussi des postes de très faible puissance avec bobine d'induction (0,05 kilowatts) à excitation directe, alimentés par une batterie d'accumulateurs de 20 volts. Le nombre de

vibrations du vibreur peut être modifié par adjonction de masses métalliques. On obtient ainsi une gamme de sons permettant de 200 à 800 vibrations à la seconde.

Système Dubilier. — Le dispositif Dubilier utilise pour ses petits postes un arc jaillissant entre une électrode fixe et une électrode vibrante en argent. Le diamètre des électrodes est de 25 millimètres (postes de 150 à 250 watts).

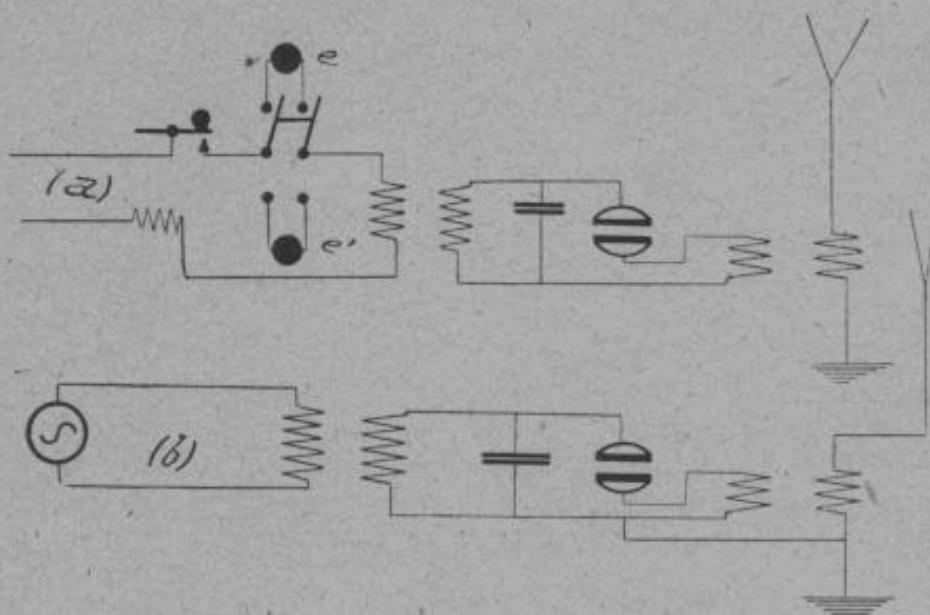


Fig. 243.

Pour les grands postes, l'éclateur est formé de 30 électrodes montées sur un disque tournant à 1 500 tours par minute. L'électrode fixe est conique.

On obtiendrait ainsi deux fonctionnements différents. Pendant le temps où une électrode mobile se trouve devant l'électrode fixe, il y aurait production d'oscillations entretenues (arc), et au moment où l'électrode mobile s'éloigne, le système fonctionne comme un circuit de choc.

La charge du condensateur est effectuée à l'aide de courant continu ou de courant alternatif.

Système de la Fédéral Telegraph Company. — Le transmet-

teur est constitué par un arc de Poulsen brûlant dans l'hydrogène. L'anode est en cuivre refroidie par une circulation d'eau et la cathode est en charbon ; cette dernière est entraînée dans un mou-

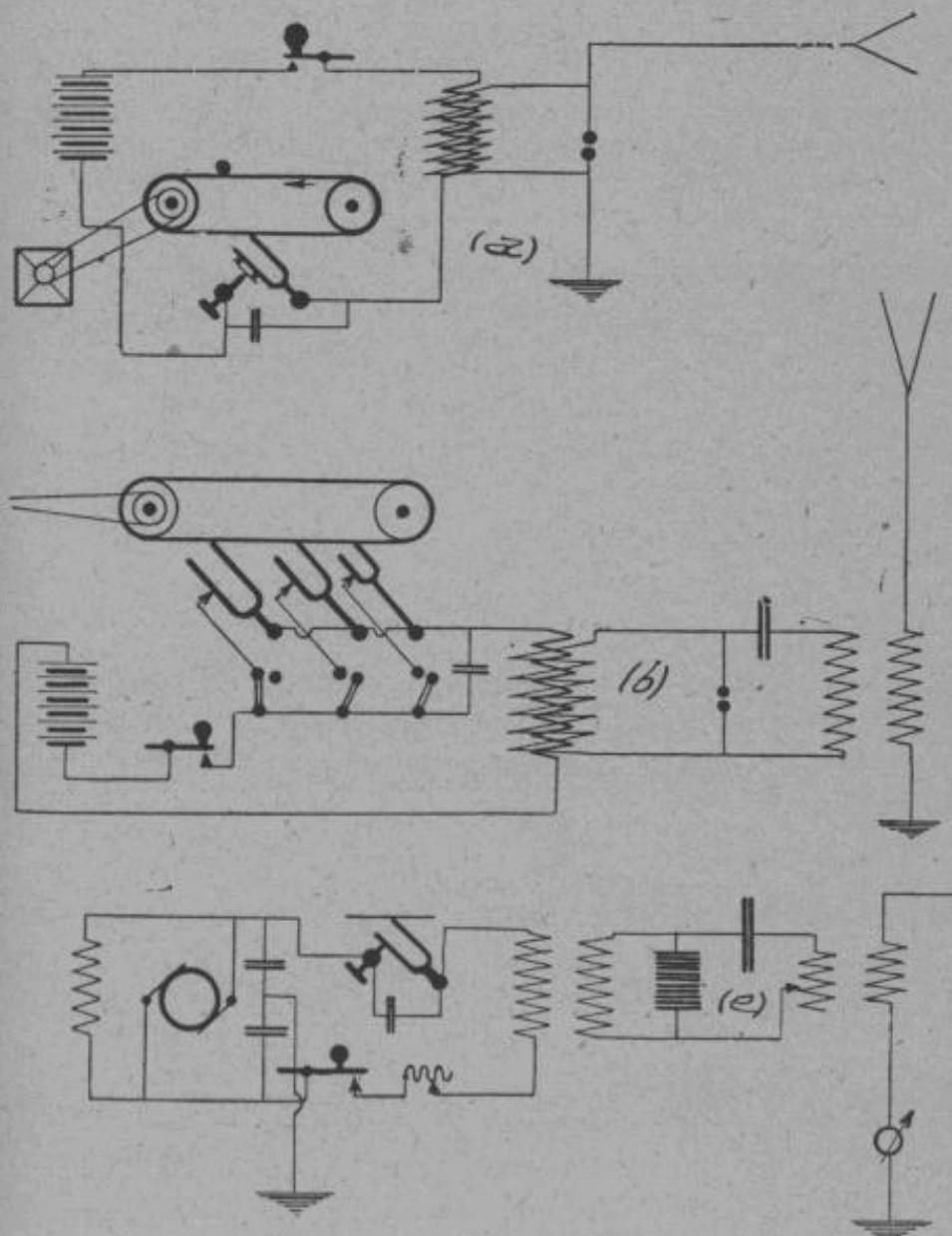


Fig. 244.

vement de rotation lent, par un petit moteur auxiliaire. On utilise aussi un champ magnétique auxiliaire. La manipulation est opérée par désaccord de l'antenne.

Générateurs Poulsen. — Dans les premiers émetteurs à arc (fig. 245, a), on manipulait sur un circuit séparé connecté au

primaire d'un transformateur, dont le secondaire était intercalé dans le circuit oscillant ; on modifiait ainsi la période.

Le dispositif suivant (*b*) a déjà été étudié dans un chapitre précédent.

Dans les appareils plus récents de C. Lorentz ou de l'Amalgamated Radiotelegraph Co, les électro-aimants sont très puissants et la chambre voltaïque est munie d'ailettes métalliques pour obtenir un refroidissement rapide.

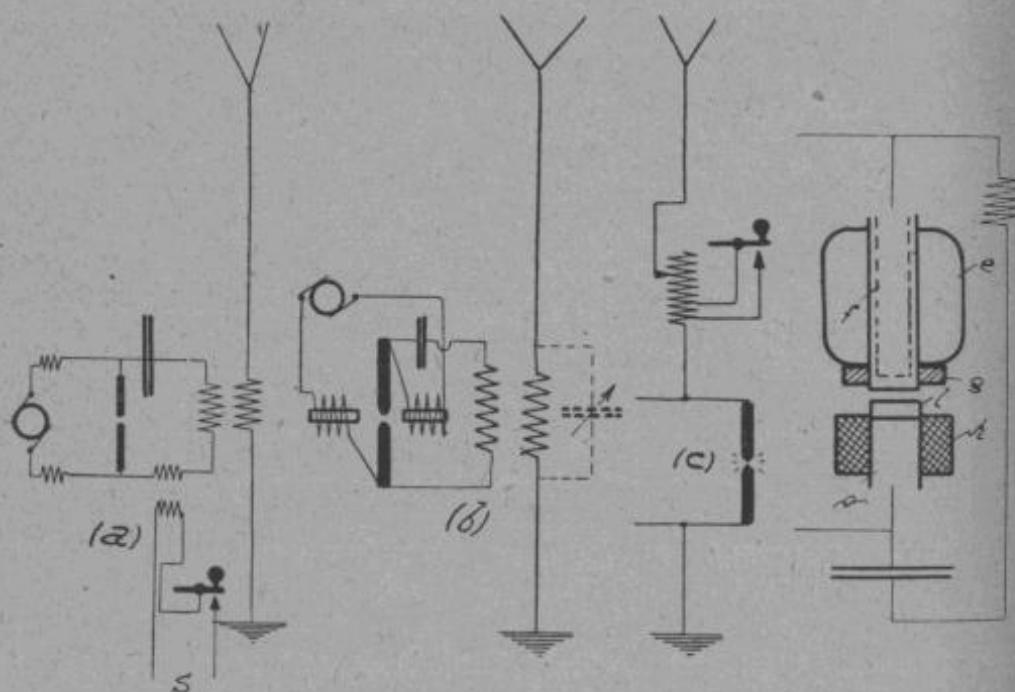


Fig. 245.

Dans un second mode de générateur plus spécialement utilisé en téléphonie sans fil (*c*), les deux électrodes sont verticales. L'électrode *f* est en cuivre et à circulation d'eau. Elle est munie d'ailettes de refroidissement *e*. L'électrode de charbon *l* est supportée par l'électro-aimant *h* à noyau *o*. Les lignes de force produites, grâce à un anneau en fer *g*, sont telles que l'arc lumineux tourne lentement en cercle.

Ce dispositif ne convient qu'aux faibles puissances.

L'atmosphère d'hydrogène est obtenue en faisant passer un courant d'hydrogène dans la chambre voltaïque. Dans d'autres

cas, on préfère disposer un récipient de la forme d'un graisseur, rempli d'alcool. Cet alcool tombe goutte à goutte dans la chambre, où il se volatilise.

Avec les générateurs à arc, Poulsen a utilisé des antennes à double cône (grand amortissement par rayonnement).

La manipulation se fait généralement sur la self d'antenne. On emploie alors des manipulateurs automatiques (Pedersen).

Les stations de Cullercoats (antenne en parapluie), Knockroe (100 kilowatts, antenne cône), San Francisco (100 kilowatts, antenne nappe horizontale), Honolulu (100 kilowatts, antenne nappe), etc.... utilisent des générateurs Poulsen

Systèmes de la compagnie Telefunken. — *Système à excitation par choc.* — La société Telefunken a établi des postes variant entre $0^{kw},5$ et 70 kilowatts, et principalement des petits postes portatifs utilisant l'éclateur qui a été décrit précédemment.

L'amortissement des ondes rayonnées est de 0,08 à 0,1 pour des antennes en parapluie ou en T, et peut devenir égal à 0,05 et 0,03 si la longueur d'onde est trois ou quatre fois plus grande que la longueur d'onde propre de l'antenne.

La station de Nauen a été équipée avec un poste de ce genre.

Remarque. — Pour obtenir de grandes quantités d'énergie, on doit monter plusieurs éclateurs en série et on est obligé, comme dans les systèmes de la Marconi's, d'utiliser un circuit d'allumage spécial (tension de fonctionnement ne correspondant pas à longueur de l'intervalle d'étincelle).

Dans les systèmes à grande puissance de la compagnie Telefunken, on utilise la décharge à haute fréquence d'un circuit auxiliaire (*fig. 246, a*), dont la capacité est inférieure à celle du circuit normal. Ce circuit auxiliaire doit avoir même période que le circuit de travail normal, et l'énergie mise en jeu doit être telle qu'elle permette au conducteur normal de se décharger à travers l'éclateur.

Les montages *b* et *c* correspondent respectivement à des alimentations avec courant continu et avec courant alternatif.

Générateurs à arc. — Les générateurs à arc de la compagnie

Telefunken sont de la forme de la figure 247. Ils comportent généralement des groupes de six éléments montés en série.

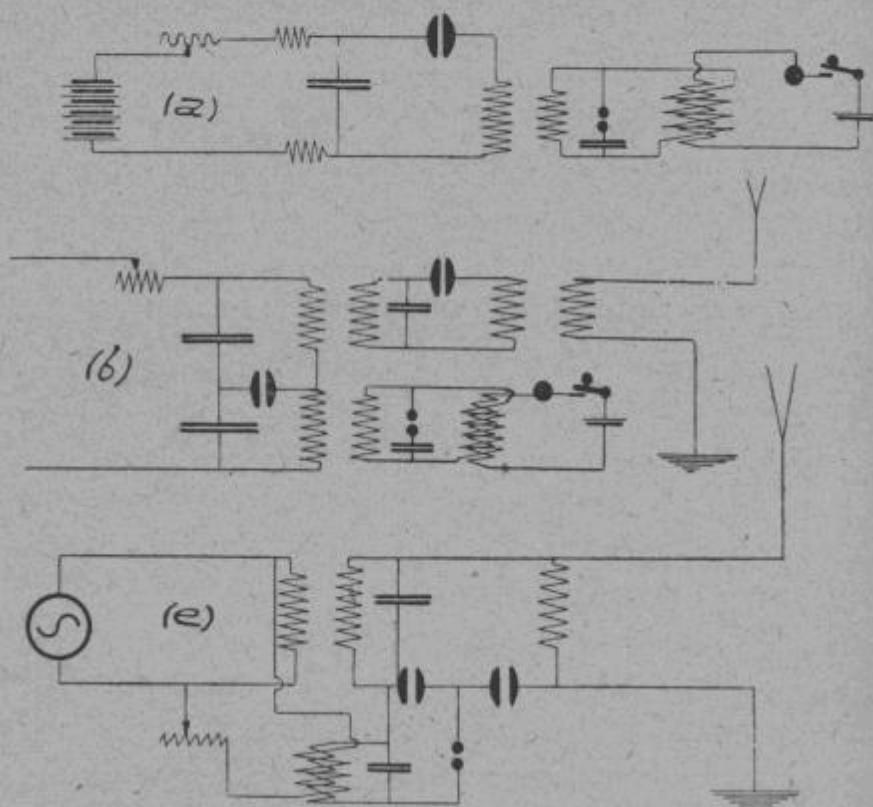


Fig. 246.

L'anode *a* est un cylindre de laiton à circulation d'eau, la cathode *b* est un charbon terminé en calotte sphérique. Les charbons sont

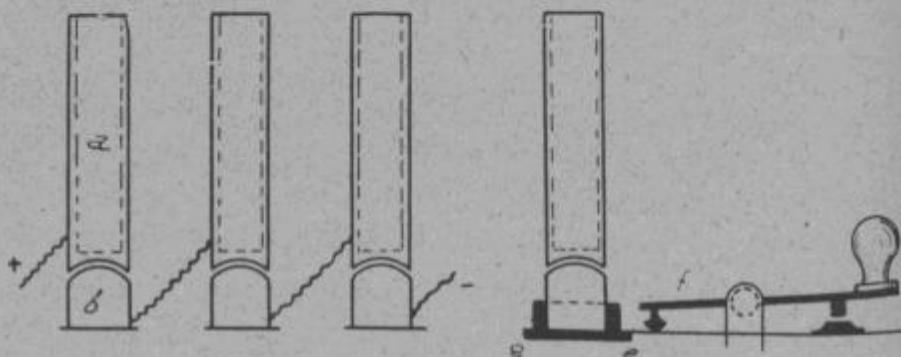


Fig. 247.

montés sur des tiges flexibles commandées par une sorte de manipulateur *f* à six marteaux. On peut ainsi rapprocher les charbons des cylindres au moment de l'allumage.

Le nombre d'éléments fixé à 6 pour une alimentation à 220^v est porté à 24 pour 800 volts.

Dans un dispositif fréquemment employé par cette compagnie, les éléments sont montés directement dans l'antenne.

Cette disposition convient pour des puissances moyennes.

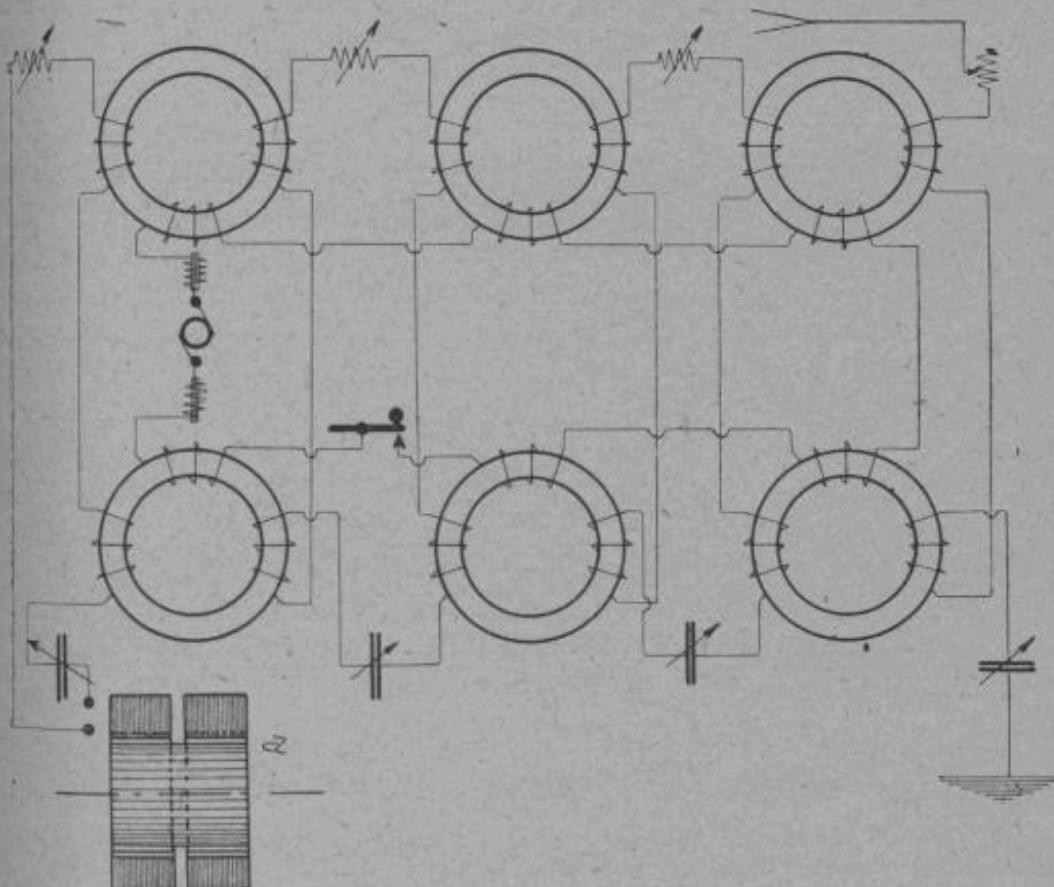


Fig. 248.

Systèmes à transformateurs de fréquence. — Dans ce système, les oscillations à haute fréquence sont produites par un alternateur à haute fréquence (5 000 à 15 000 oscillations par seconde). Cette fréquence peut être doublée à l'aide de transformateurs du type Joly. Il est possible, sans varier beaucoup le nombre de tours de la machine, et en accordant avec précision les divers circuits à courant alternatif, d'obtenir une grande gamme de longueurs d'onde.

Le générateur à haute fréquence *a* (fig. 248) est une machine du type d'inducteur à entrefer co-axial. Le rotor ne porte pas

d'enroulements et est simplement constitué par une roue en fer dentée (réductance variable). Dans le cas de grandes puissances, le fer du stator est muni de refroidisseurs à eau (refroidisseurs à air diminueraient vitesse, par suite des frottements).

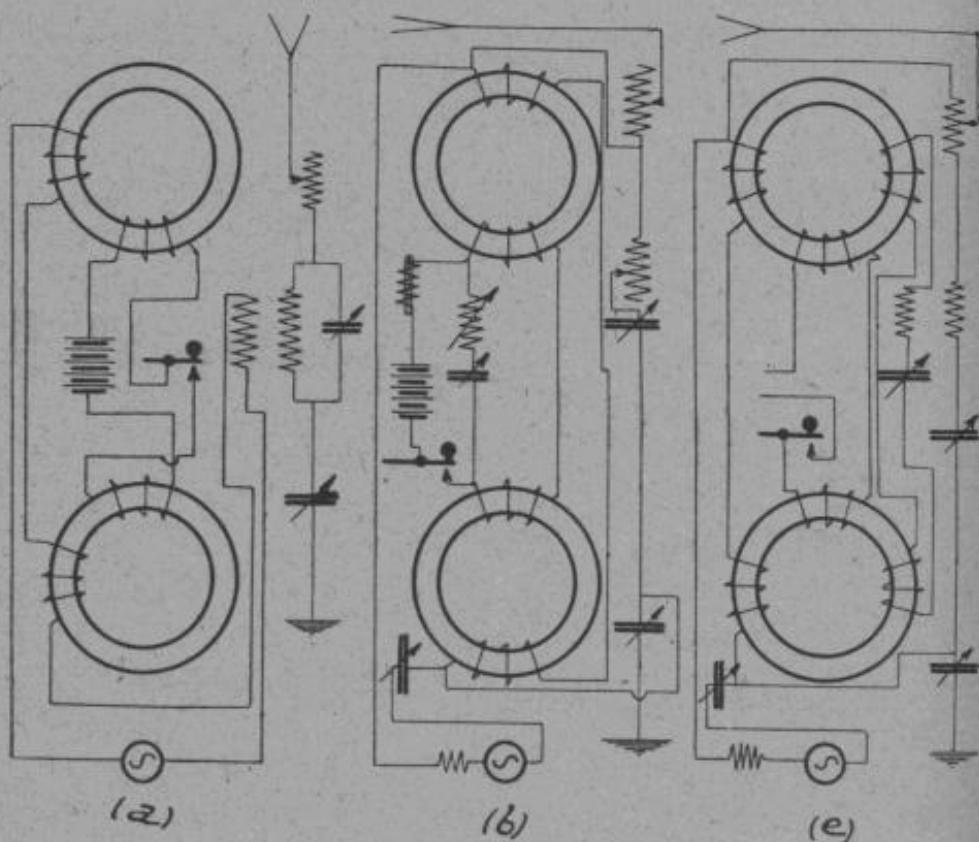


Fig. 249.

Les transformateurs de période sont formés de culasses en fer, fermées sur elles-mêmes. L'épaisseur des tôles est d'autant plus faible que le nombre de périodes est élevé. Ces culasses sont formées de paquets de tôle distincts et espacés. Elles portent des enroulements divisés, destinés, les uns à recevoir les courants alternatifs, et les autres le courant continu, qui produira l'aimantation auxiliaire.

Ces transformateurs sont plongés dans l'huile. On sait que de tels groupes agissent comme des soupapes, que parcourt en principe l'une des moitiés de la période du courant alternatif (résistances inductives à effet unilatéral, pour courant alternatif).

Au lieu d'employer des accumulateurs, on utilise ici une génératrice à courant continu protégée par des bobines de réaction.

Dans les circuits intermédiaires, on monte des selfs et des capacités permettant de réaliser les accords.

Avec le montage de la figure 248, on obtient des fréquences doubles.

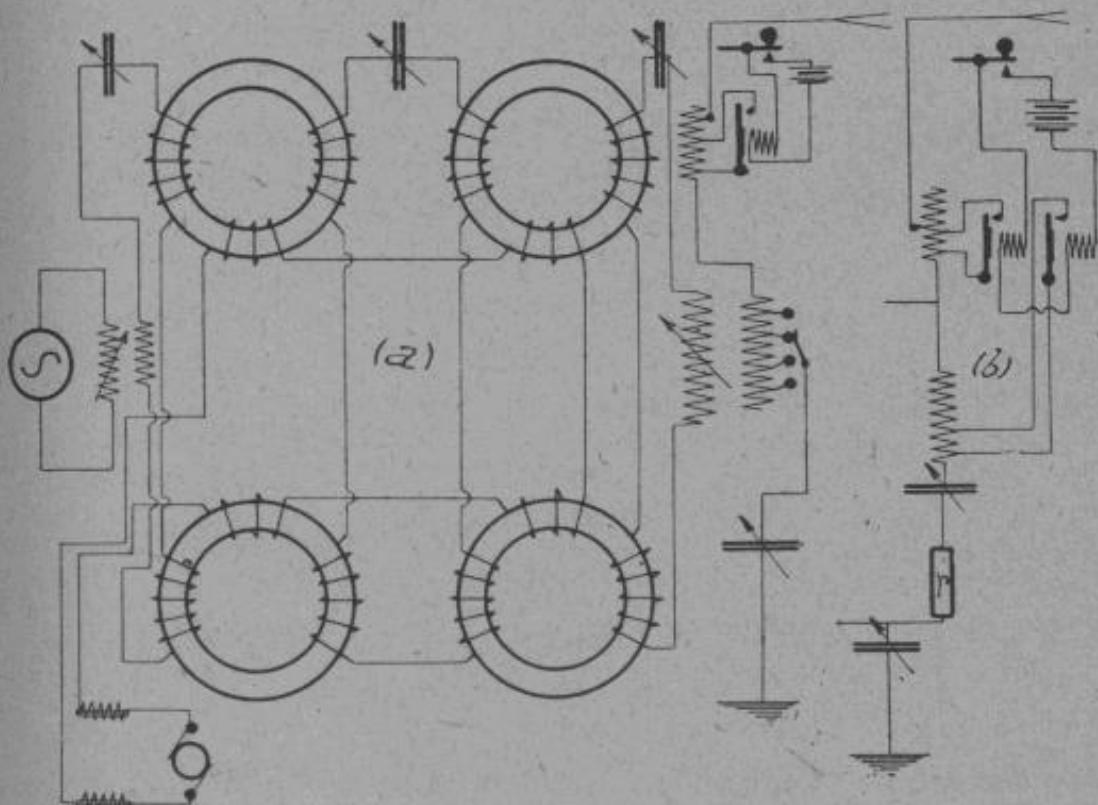


Fig. 250.

Pour obtenir une fréquence triple ou quintuple, on utilise le montage (a) (fig. 249) où le circuit intermédiaire est alors accordé sur la fréquence correspondante, ou le montage (b) avec circuit dérivé monté sur les enroulements d'aimantation auxiliaire et accordé sur la fréquence double. On emploie aussi le montage (c) avec circuit dérivé indépendant. Dans ces différents montages, des résistances ohmiques réglables sont intercalées dans les circuits pour faciliter les accords.

Dans le but de varier rapidement la longueur d'onde sans influencer la transmission de l'énergie, la compagnie Telefunken utilise le montage (a) (fig. 250) où les circuits intermédiaires sont très amortis (capacités très grandes).

La manipulation est généralement opérée par court-circuit de la self (*a*), c'est-à-dire en détruisant la résonance du circuit radiateur. On préfère, pour éviter l'accroissement subit de courant, introduire une résistance qui ne serait mise en court-circuit, que lorsque la résonance du circuit radiateur serait rétablie.

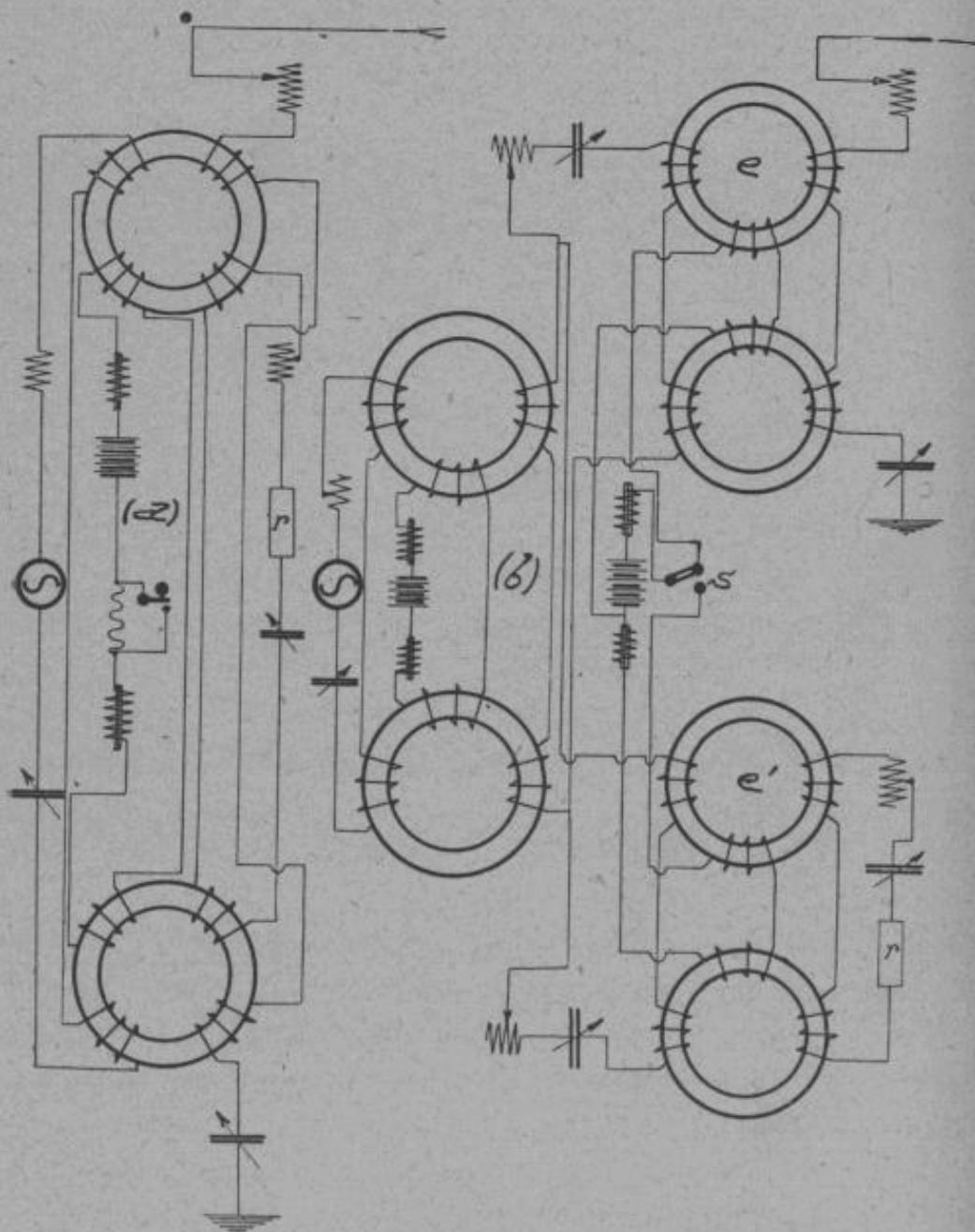


Fig. 251.

On a aussi étudié des dispositifs de manipulation, évitant les variations du nombre de tours de la machine H. F. On utilise alors un

circuit auxiliaire non radiant r (b), connecté constamment au système et on agit par désaccord de l'un, et accord de l'autre.

Enfin on peut provoquer les accords en influençant le courant à H. F. par variation du courant d'aimantation auxiliaire du transformateur. A cet effet, on monte (fig. 251, a) d'autres enroulements reliés à un circuit de charge r .

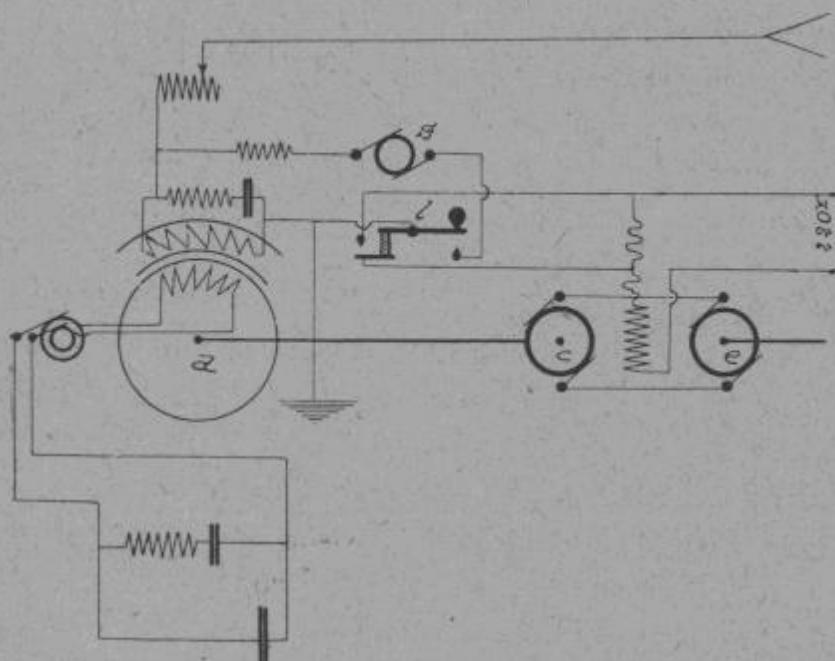


Fig. 251.

Si l'on fait varier l'intensité dans le circuit d'aimantation auxiliaire (court circuit de la résistance), l'antenne est accordée ou désaccordée, et le circuit de charge est au contraire désaccordé et accordé. Avec ce système, la transmission de l'énergie n'est pas constante quand le courant continu varie. On préfère monter en série ou en parallèle deux transformateurs nouveaux, commandant l'un l'antenne, l'autre e' le circuit de charge auxiliaire r (b). Un commutateur S commandé par le relais de manipulation dirige le courant d'aimantation auxiliaire.

On a encore perfectionné ce système, en divisant le circuit d'aimantation auxiliaire en deux parties, l'une provoquant une certaine aimantation auxiliaire constante, l'autre le désaccord des

circuits accordés et l'accord de l'antenne, par une aimantation auxiliaire additionnelle.

Le poste de Sayville est équipé avec un alternateur de 250 kilowatts à 12 500 périodes, et trois doubleurs de fréquence en cascade.

Système Goldschmidt. — Le système utilisant l'alternateur Goldschmidt comme générateur à H. F. a été acquis par la Marconi's Wireless Company.

La figure 252 représente le schéma de montage de la station d'Eilvese. L'énergie est fournie par une machine Wolf actionnant deux dynamos à courant continu *e*. Celles-ci fournissent du courant au groupe moteur alternateur à haute fréquence C. A.

Le manipulateur est un transmetteur Wheatstone automatique.

La station de Tuckeston utilise aussi le système Goldschmidt (160 kilowatts). L'alternateur a 300 pôles, le rotor a un diamètre égal à 1 mètre et tourne à 4 000 tours par minute (fréquence 40 000).

Système Alexanderson. — Ce système a été adopté par la Radio Corporation d'Amérique et par la compagnie Marconi anglaise. L'installation type de New-Brunswick comporte un alternateur *a* (fig. 253) du type Alexanderson qui permet d'obtenir des longueurs d'onde de 10 500 et 25 000 mètres ; il est entraîné par un moteur *S* muni d'un régulateur de vitesse très sensible. Ce régulateur est alimenté par une bobine de l'induit de l'alternateur, laquelle agit par l'intermédiaire d'un redresseur *r'* et d'un régulateur Tirill *r* sur une dynamo en liaison avec le moteur d'entraînement. Le même régulateur est commandé par le manipulateur *m*, de façon à ce que pendant la transmission la vitesse soit maintenue régulière à moins de 0,1 pour 100.

La manipulation agit directement sur l'alternateur à l'aide d'un amplificateur magnétique *b* ; quand le manipulateur est actionné, un courant continu est envoyé dans l'enroulement de l'amplificateur, ce qui a pour effet de saturer le noyau et de court-circuiter l'alternateur.

L'antenne comporte six inductances reliées d'une part à la terre, et d'autre part au contrepoids *C*. Le circuit de l'antenne multiple

est équivalent à six antennes de longueur égale au sixième, et fonctionnant en parallèle; les rayonnements s'ajoutent.

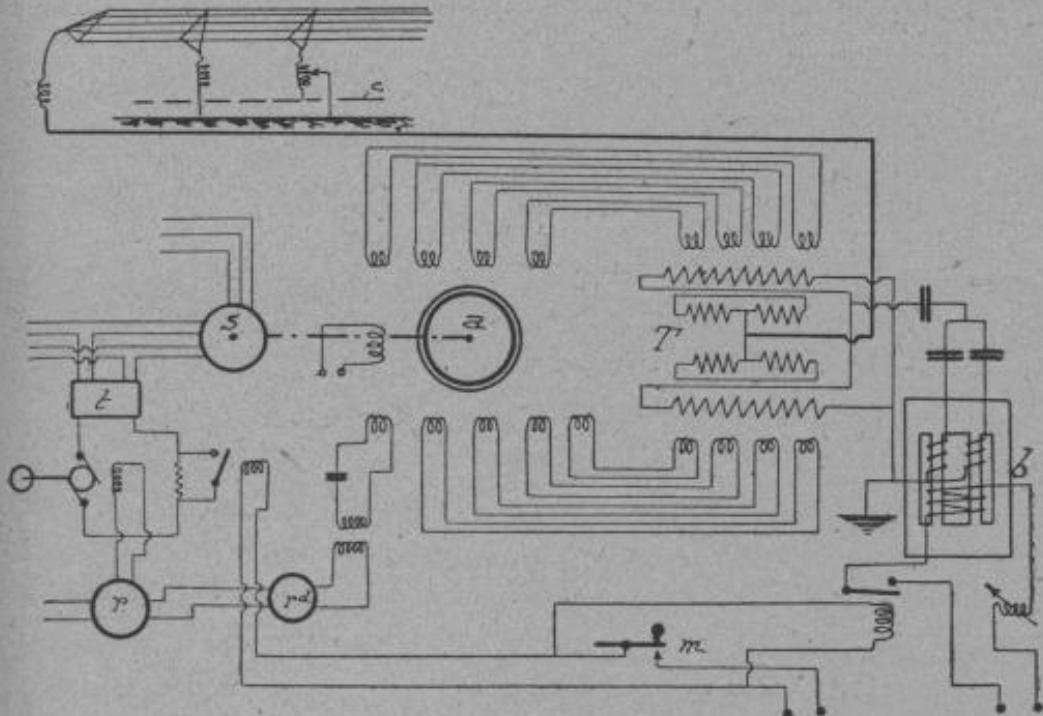


Fig. 253.

Dans cette installation le récepteur employé comprend deux antennes apériodiques couplées avec des rotateurs de phase; cette combinaison a pour but d'éliminer les parasites et les brouillages.

CHAPITRE IX

RADIOTÉLÉPHONIE

Si l'on étudie les variations d'un courant téléphonique dans un fil, on constate une forme ondulatoire extrêmement irrégulière. Pour des sons aussi variables que ceux produits par la voix humaine, il serait difficile de se servir du support créé par des ondes amorties. En effet pour une note ayant 600 vibrations par exemple, les modulations devront porter sur au moins 1 000 trains par seconde. Pour les modulations de la parole où interviennent des vibrations extrêmement élevées (extrême limite des sons perceptibles à l'oreille humaine : 35 000 périodes par seconde), il faut obtenir un nombre considérable de trains d'onde très rapprochés. On utilise alors les ondes entretenues.

Il reste maintenant à transformer ces modulations, de telle sorte que l'effet apporté aux ondes entretenues reproduise au récepteur les vibrations acoustiques.

Les moyens offerts peuvent être réduits à trois, qui sont : agir sur l'amplitude des oscillations, agir sur la fréquence ou sur les deux à la fois. Un détecteur d'ondes ou un téléphone récepteur, sensible à ces effets, reproduira les variations.

Premiers essais. — Les premiers essais utilisaient les ondes amorties et ont donné en général des résultats franchement mauvais.

Un peu plus tard, on employa l'arc chantant, en cherchant à modifier le régime de l'arc par un microphone monté en parallèle sur le primaire, mais on n'obtint pas de résultats sérieux.

M. Fessenden utilisa un système agissant sur la période des ondes:

M. Majorama essaya d'agir sur la distance d'éclatement pour modifier l'amplitude.

Enfin on imagina de modifier la valeur de la capacité du condensateur par action de membranes microphoniques sur une des armatures.

Des résultats satisfaisants ne devaient être obtenus qu'après la réalisation pratique de l'arc.

Utilisation de l'arc. — La majorité des dispositifs émetteurs décrits en télégraphie sans fil peuvent être appliqués à la téléphonie sans fil, mais les systèmes doivent être très réguliers, produire des ondes de fréquence très grande, sans variation d'amplitude, ni variation de période.

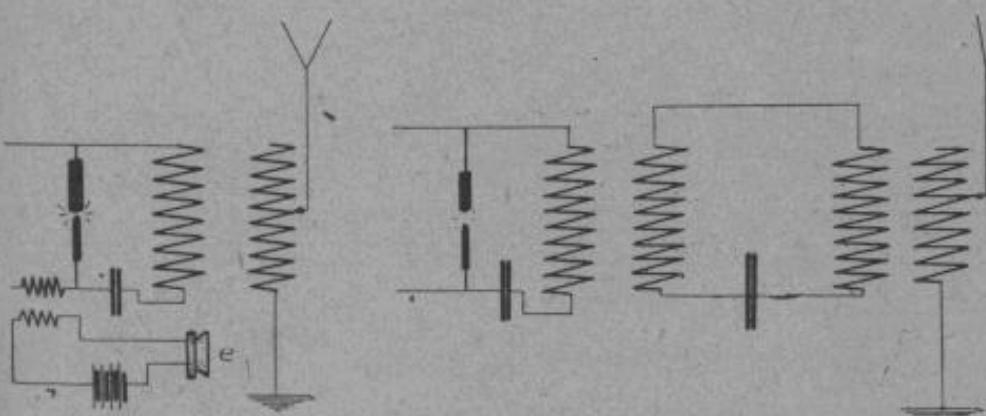


Fig. 254.

Un premier dispositif dû à Simon consistait à superposer au courant continu de la source, le courant induit dû au secondaire d'un transformateur, dont le primaire faisait partie d'un circuit microphonique *e* (fig. 254). Le secondaire était alors intercalé dans le circuit d'alimentation de l'arc. L'arc reproduisait les modulations de la voix, pour des valeurs particulières du système. Ce montage a été modifié et le microphone était monté directement aux bornes de l'arc par l'intermédiaire d'une résistance non inductive.

Dans l'arc de Simon, les variations d'intensité dans le circuit

de l'arc se traduisait par une reproduction des sons émis devant le microphone.

En utilisant un arc de Poulsen les mêmes phénomènes se reproduisent et on réalise une variation de l'intensité de la source d'oscillations. A l'aide d'un circuit radiateur couplé avec le générateur, on peut donc transmettre des ondes, dont l'intensité est rendue variable par l'action du microphone *e*. C'est le premier dispositif de transmission de Ruhmer.

Le microphone peut être placé différemment : par exemple il peut être monté en série dans l'antenne, mais il doit être alors établi pour supporter le courant total qui passe dans l'antenne.

On a dit aussi qu'il était possible d'agir sur la fréquence. Dans ce cas le microphone doit être placé en dérivation sur une partie de la self d'antenne ou du circuit d'accord. Il est nécessaire dans ce cas d'avoir une résonance aiguë.

Comme l'arc de Poulsen donne en général plusieurs oscillations, et qu'il est nécessaire d'obtenir une onde pure et de période définie, on emploie plusieurs procédés, dont le meilleur paraît être l'emploi d'un circuit intermédiaire accordé sur l'une des oscillations (Colin-Jeance).

Utilisation des alternateurs à haute fréquence. — La grande difficulté résidant dans l'irrégularité des sources à haute fréquence, il semblerait que les alternateurs à haute fréquence peuvent donner de meilleurs résultats que l'arc. En réalité les variations de vitesse, même légères, suffisent à entraîner des modifications de courant dans l'antenne. La solution réelle du problème de la téléphonie sans fil ne paraît donc pas être donnée par l'alternateur à haute fréquence.

D'autre part il n'est possible d'obtenir avec les alternateurs à H. F. que de grandes longueurs d'onde qui présentent une difficulté dans l'application pratique de la téléphonie sans fil.

Emplacement du microphone. — Un microphone agit par variation de résistance et ces variations de résistance sont utilisées pour provoquer des variations d'intensité ou des variations de fréquence, ou encore des variations d'intensité et de fréquence.

La figure 255 représente le microphone intercalé en série dans

l'antenne (*a*), en shunt sur le circuit couplé (*b*), en shunt sur la self d'antenne (*c*) ou sur un circuit séparé couplé par induction avec le circuit radiateur (*e*). Dans ce dernier cas pour avoir une action efficace, le débit dans le circuit auxiliaire doit être assez grand (emploi de microphones spéciaux). On peut aussi monter le microphone en shunt sur le condensateur d'antenne (*f*) ou bien le faire agir directement sur le circuit d'alimentation (*g*), ou encore sur le soufflage de l'arc (*h*).

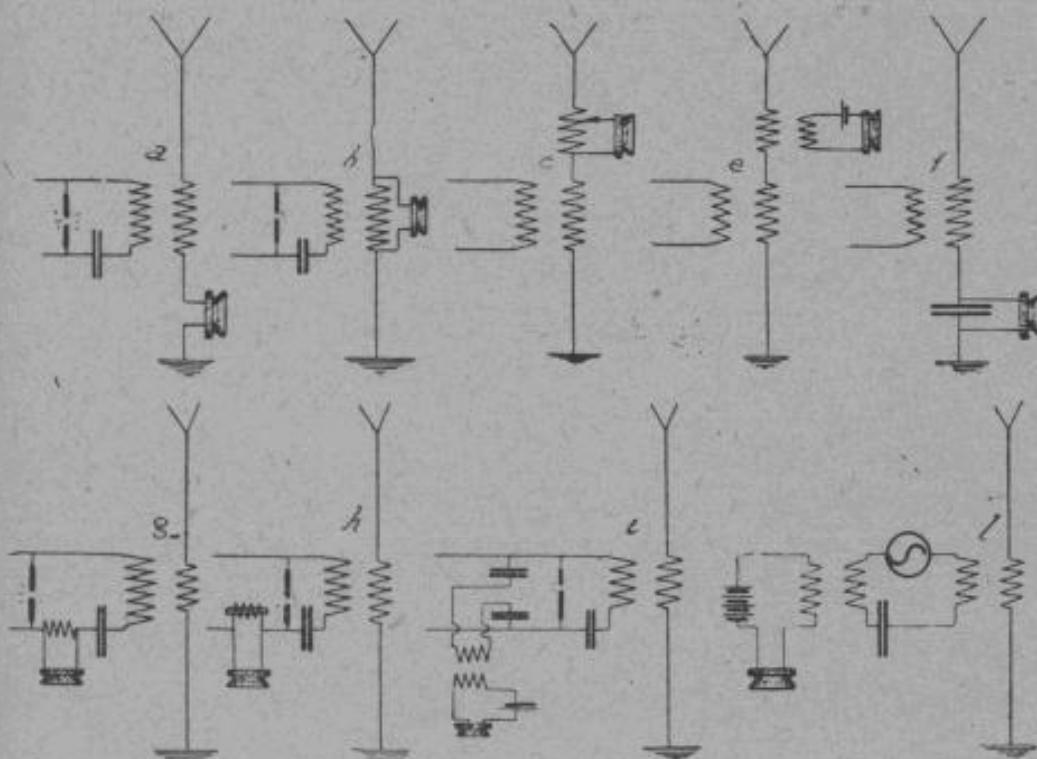


Fig. 255.

Certains dispositifs emploient des circuits séparés agissant, par transformateurs, sur le circuit d'alimentation directement, ou par l'intermédiaire de capacités (*i*).

La plupart de ces montages conviennent aux alternateurs à haute fréquence (*a*, *b*, *c*, *e*, *f*, *l*).

Constitution des microphones. — On ne peut employer des microphones ordinaires dans les postes de téléphonie sans fil, parce que ces appareils doivent travailler sous une tension et une intensité très grande, et se détérioreraient facilement.

Un premier moyen consiste à associer des microphones ordi-

naires en série ou en série parallèle, ou à utiliser des microphones haut-parleurs, refroidis par circulation d'eau.

Des dispositifs spéciaux ont été imaginés (MM. Majorana et Vanni), qui sont basés sur l'écoulement d'un liquide. On sait qu'un liquide, s'écoulant verticalement, se contracte d'abord (fig. 256, a) puis, se résout en gouttes bien distinctes. Si l'on soumet le tube *d*, d'où s'écoule le liquide, à des vibrations régulières, on produira des contractions du jet, qui dépendront du

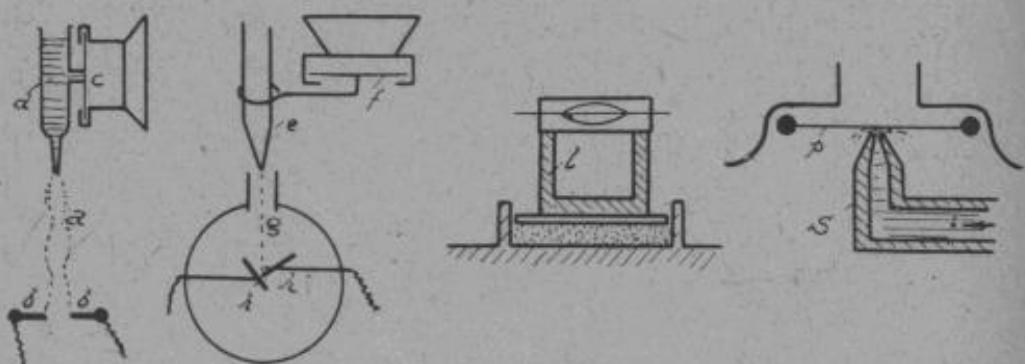


Fig. 256.

rythme des vibrations, de la nature du liquide, et de la pression. Si le jet tombe sur deux contacts *b* et *b'*, le pont établi par le contact liquide et par conséquent la résistance de *b* à *b'*, variera avec le rythme des vibrations. Ce rythme lui-même dépendra des vibrations sonores communiquées à une membrane *c* reliée rigidelement au tube *d*. La tension dépend de l'écartement de *b* et *b'*, et l'intensité peut être très grande, puisque le liquide se renouvelle constamment.

M. Vanni emploie un dispositif analogue mais la veine liquide *g* tombe sur deux lames de platine *hh'*. Le liquide employé est de l'eau acidulée.

Dans un autre système, la conductibilité dépend de la colonne liquide issue du tube *s*, de la section de passage et de la pression.

La membrane *p* modifie par pression ces différentes constantes.

On a aussi essayé d'agir sur toute la grenade, en constituant un microphone spécial à disque d'acier *l*.

Enfin des essais ont été faits à l'aide de microphones à gaz combustibles, ou des condensateurs microphoniques.

Actuellement, avec les systèmes récents de modulation et les amplificateurs, on utilise des microphones ordinaires très sensibles qui peuvent être montés en parallèle avec résistances et bobines de self s'il y a lieu.

Systèmes principaux. — *Système Colin-Jeance.* — Ce système utilise trois ou quatre arcs montés en série (fig. 257),

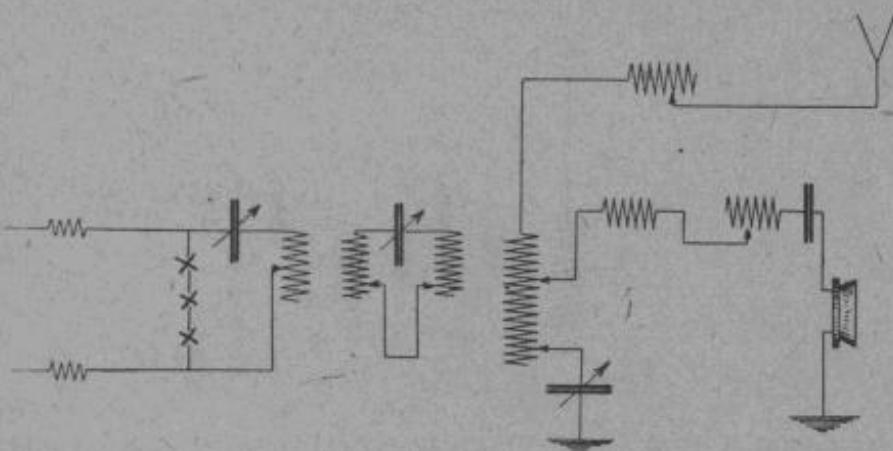


Fig. 257.

alimentés par une source à courant continu de 650 volts. Le circuit dérivé sur les arcs est couplé avec un circuit intermédiaire à très faible amortissement, qui est couplé lui-même avec le circuit radiateur.

Les microphones, au nombre de neuf, sont montés dans un circuit spécial dérivé sur une portion de la self. Ce circuit contient une self et une résistance réglable (quelquefois un condensateur). On agit ainsi sur l'accouplement.

Chaque arc est formé d'une anode en cuivre refroidie par circulation d'eau et d'une cathode en charbon brûlant dans une chambre spéciale contenant un mélange gazeux d'hydrocarbures.

Ce mélange est tel qu'il compense l'usure normale du charbon par précipitation du carbone des gaz.

Les figures 258 et 259 montrent un groupe d'arcs et un poste

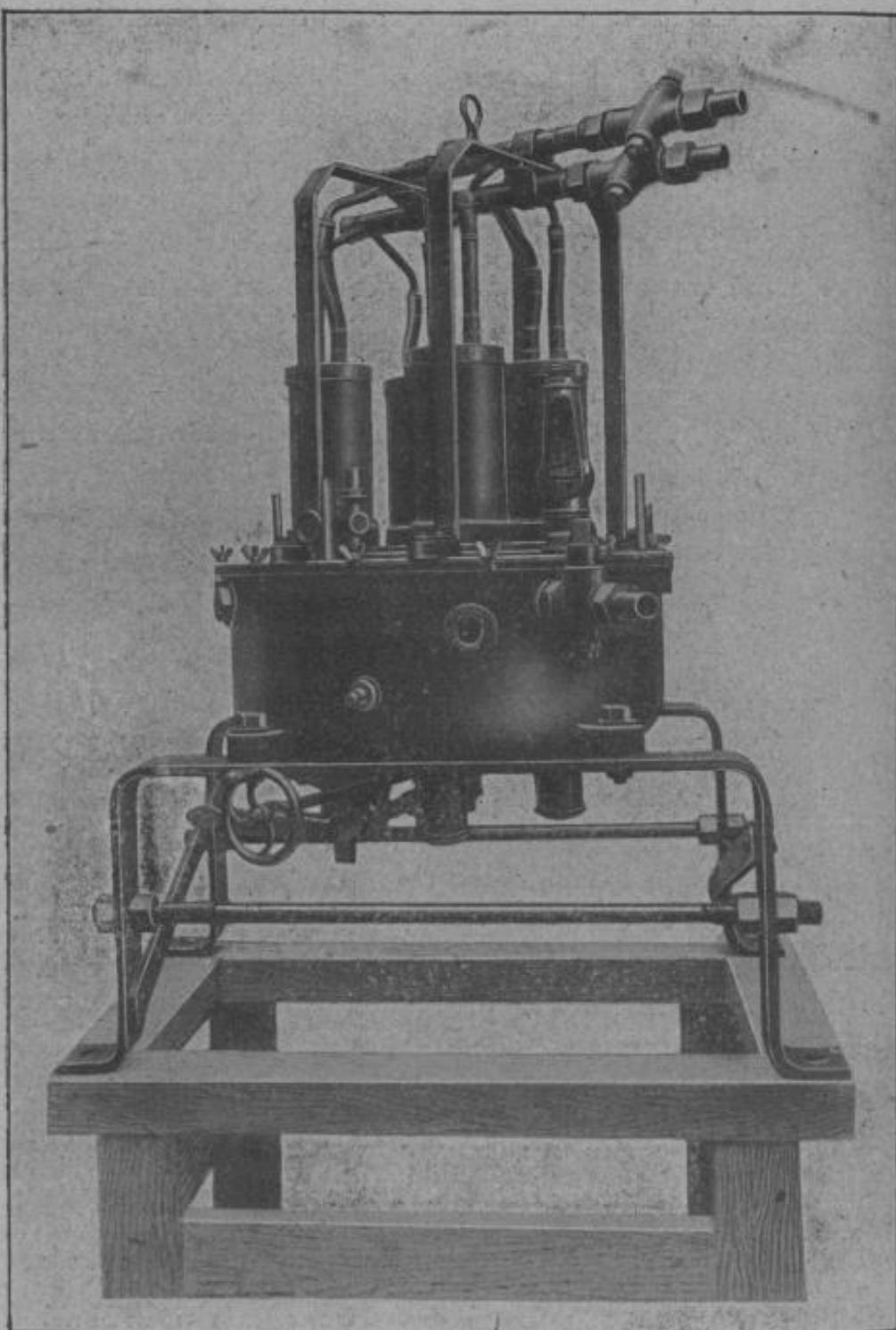


Fig. 258.

transmetteur et récepteur complet. Avec ce système, on a réalisé des portées de 200 kilomètres.

Système Vanni. — A l'aide de l'éclateur de M. Moretti et du microphone hydraulique Vanni, on a obtenu des portées de 1 000 kilomètres.

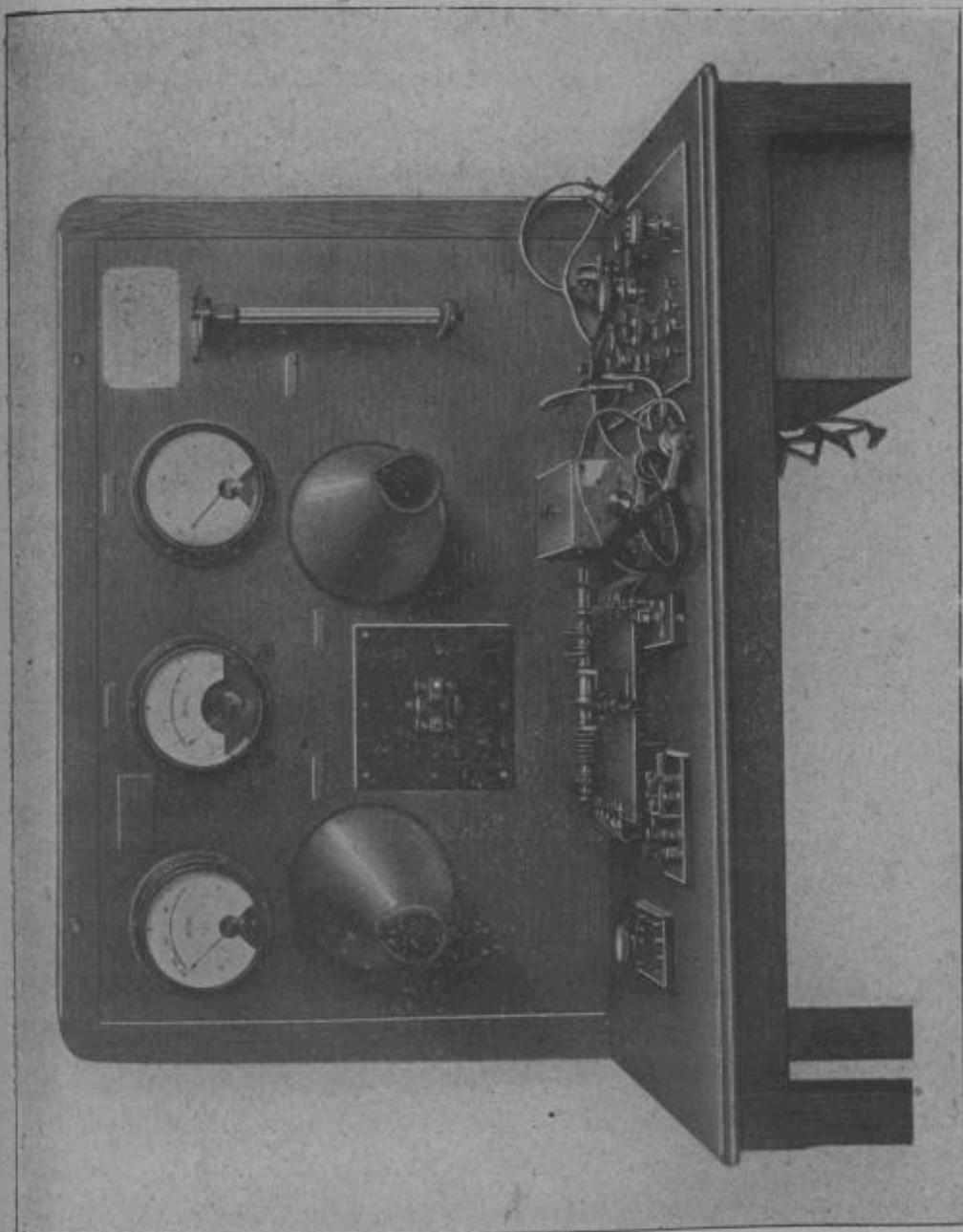


Fig. 259.

L'éclateur Moretti (fig. 260) est en principe constitué par deux électrodes de cuivre reliées à une source à courant continu de 500 volts.

L'électrode *b* est massive, mais l'électrode *a* est perforée et livre passage à un courant d'eau très faible. L'eau se vaporise au contact de l'arc et provoque des variations de résistance.

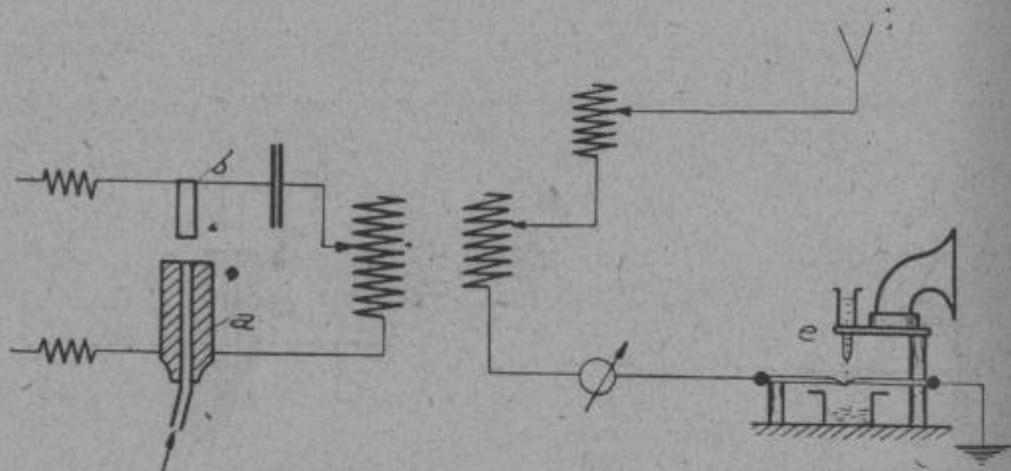


Fig. 260.

L'antenne est excitée par impulsion et le courant dans l'antenne peut atteindre une dizaine d'ampères.

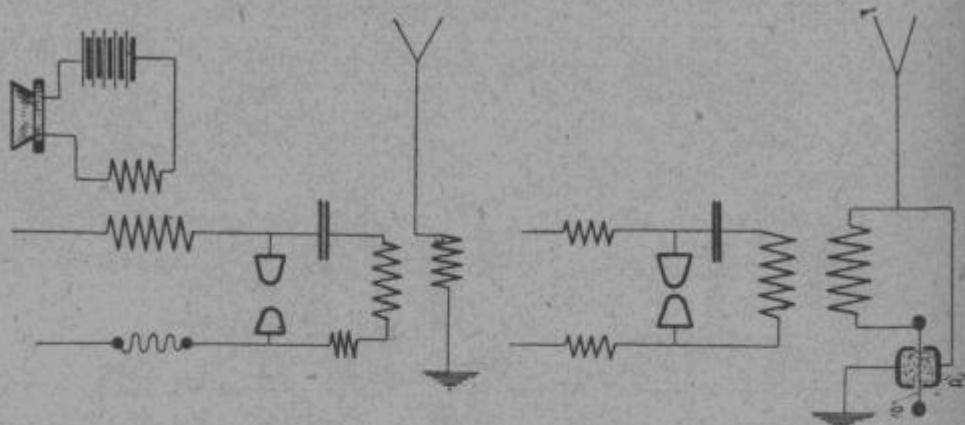


Fig. 261.

Le microphone *e* est monté directement dans l'antenne et en modifie la résistance (microphones Majorana ou Vanni).

Dispositif de Ruhmer. — Le dispositif Ruhmer déjà connu est représenté par la figure 261. L'arc jaillit entre deux électrodes tournantes en aluminium.

Dans le premier montage, le microphone agit par l'intermédiaire d'un transformateur.

Dans le deuxième montage, la membrane *e* du microphone est placée entre deux cuvettes *a* remplies de grenaille de charbon. Ce système agit comme microphone, et comme condensateur à capacité variable.

Système Dubilier. — Ce système très spécial utilise un arc avec anode en bronze phosphoreux et cathode en charbon dur. Cet arc n'est pas soufflé, contrairement à certains systèmes.

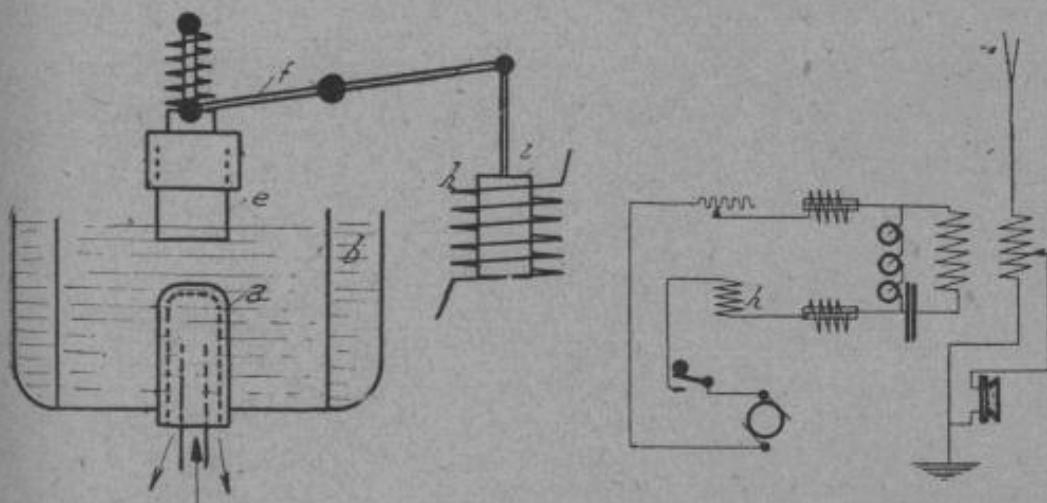


Fig. 262.

Le microphone est à deux diaphragmes, vibrant en sens inverse l'un de l'autre.

Des essais ont permis des portées de 900 kilomètres.

Système de la National Wireless Telegraph Co. — Le dispositif imaginé par cette Compagnie est représenté par la figure 262. Le générateur est constitué par trois arcs en série.

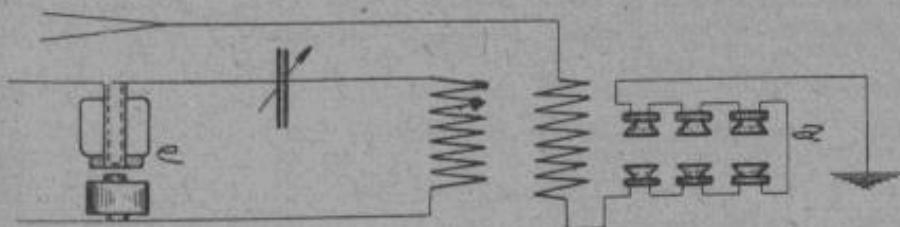


Fig. 263.

Chaque élément comprend une électrode perforée *e* en charbon et une électrode *a* en forme de cylindre creux, dans laquelle circule un liquide réfrigérant. Les électrodes sont plongées dans

un liquide mauvais conducteur, dont la résistance augmente avec la température intéressant les points d'éclatement.

Elles sont séparées après la mise en marche, par un électro-aimant à tige plongeante *i*, dont l'enroulement est intercalé dans le circuit d'alimentation.

Système Poulsen. — Dans ce dispositif déjà connu, on monte six microphones en série (fig. 263). L'arc a été décrit précédemment.

Système à arc de la Telefunken. — Les lampes décrites précédemment sont montées en série (fig. 264). Pour une tension d'alimentation égale à 440 volts, on utilise deux lampes de six éléments chacune.

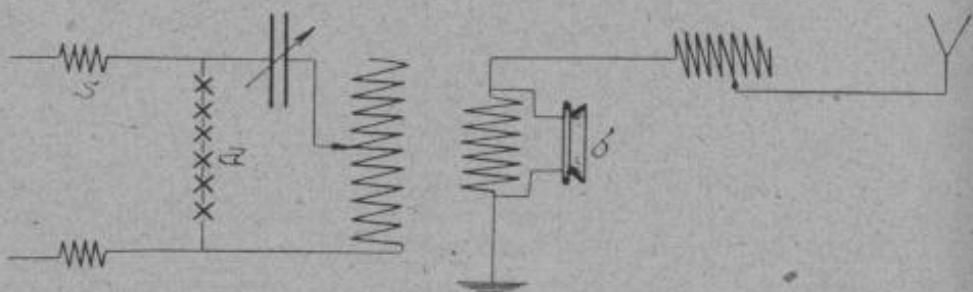


Fig. 264.

Le microphone *b* est monté en dérivation sur le secondaire.

Systèmes à transformateurs de fréquence de la Telefunken. — Les dispositifs de la Telefunken dérivent des systèmes correspondants de la télégraphie sans fil, étudiés précédemment. On peut d'ailleurs, dans la majorité de ces dispositifs, remplacer le manipulateur par un microphone approprié.

Le montage *b* (fig. 265) représente le microphone monté dans le circuit secondaire du dernier groupe de transformateurs.

Dans le montage *c*, les microphones sont intercalés dans le circuit primaire d'un transformateur.

Si l'on emploie plusieurs microphones, comme c'est le cas généralement, on intercale dans les circuits des résistances et des capacités, pour protéger la batterie.

Amplificateur téléphonique magnétique de MM. Alexander et Nixdorff. — Ce dispositif particulier consiste essen-

tiellement à faire varier une self-induction en agissant sur la perméabilité de son circuit magnétique. On modifie ainsi la syntonie et l'énergie mise en jeu.

Cet appareil a été étudié pour une puissance de 72 kilowatts. Le microphone agit directement sur un enroulement disposé sur un noyau en fer doux.

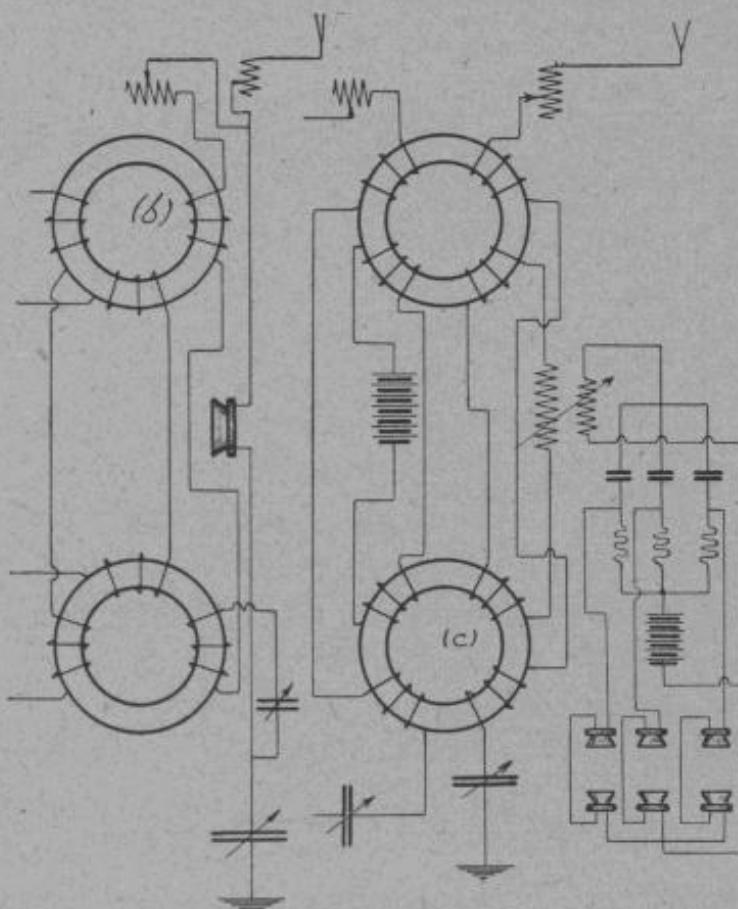


Fig. 265.

La modification de la perméabilité produite entraîne des variations d'impédance des circuits dérivés, montés en shunt sur l'alternateur, et varie la tension de l'alternateur.

Des condensateurs sont intercalés pour régler la proportionnalité entre les variations et pour éviter la production de courants de basse fréquence dans les circuits (fig. 266).

Utilisation des tubes à vide. — De tous les systèmes mis en pratique, celui qui présente le plus de régularité et qui s'adapte le

mieux à la téléphonie sans fil, est le tube à vide générateur d'oscillations.

Des postes de toute puissance sont construits, depuis les

petits postes d'avions et les postes à terre de la télégraphie militaire qui ont rendu de si grands services pendant la guerre, jusqu'aux postes puissants à lampes qui permettent de transmettre les radio-concerts et d'établir des intercommunications entre les nations. Il est certain que pour les communications à longue portée, il faut compter avec les parasites très gênants, mais on peut admettre qu'un large espace est ouvert aux inventeurs.

D'autre part la radiotéléphonie ne peut encore détrôner la radiotélégraphie parce que cette dernière a l'avantage de la puissance de la portée, et de la sécurité.

En principe un poste de transmission de téléphonie sans fil possède deux organes principaux :

1^o le modulateur,

2^o le générateur ou l'oscillateur.

Le modulateur est l'organe qui reçoit les paroles et modifie les conditions de fonctionnement de l'oscillateur de telle façon que l'onde entretenue envoyée dans l'espace soit modulée et porte avec elle les variations dues à la parole.

Cet organe comprend évidemment un microphone dont les variations de courant peuvent être amplifiées par plusieurs étages de tubes à vide.

Le générateur est un organe analogue à ceux déjà étudiés en télégraphie sans fil, qui produit des oscillations entretenues et les

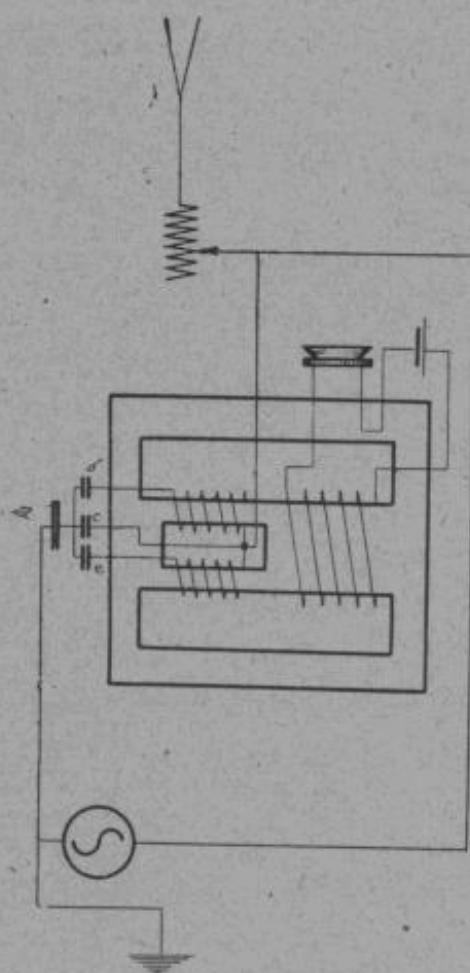


Fig. 266.

communique au circuit de radiation. Pour augmenter la puissance de cet oscillateur, on peut monter en parallèle plusieurs tubes à vide ayant mêmes constantes de fonctionnement.

Souvent ces deux organes sont confondus.

Principes de modulation. — Les procédés les meilleurs sont ceux dans lesquels l'énergie n'est transmise qu'au moment où elle doit être utilisée, c'est-à-dire quand on parle.

Modulation par absorption. — Un des premiers procédés consiste à absorber une quantité variable de la puissance fournie

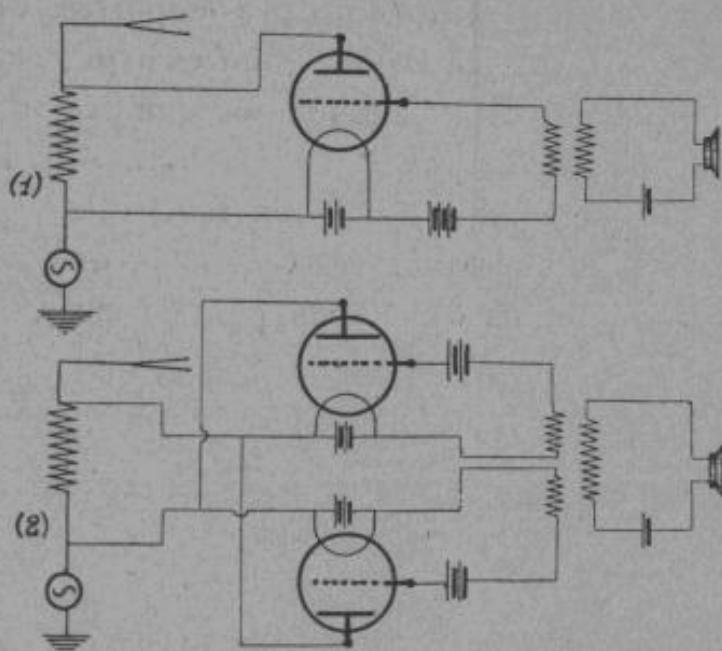


Fig. 267.

au circuit radiateur, en intercalant le microphone, soit directement dans l'antenne, soit en shunt sur une partie de la self d'antenne, soit encore en agissant pas induction à l'aide d'un transformateur (voir fig. 255). Ce procédé ne convient qu'aux postes de faible puissance; on préfère shunter le générateur intercalé dans l'antenne par un tube à vide (fig. 267-1) appelé tube d'absorption. Le microphone agit alors par l'intermédiaire d'un transformateur sur la grille du tube à vide. Quand la plaque est positive, l'énergie se dissipe sur cette plaque et la quantité d'énergie dissipée dépend du potentiel de la grille.

En réalité le tube d'absorption ne commande que les demi-périodes rendant la plaque positive. Pour éviter cet inconvénient,

il faut monter un deuxième tube commandant les demi-périodes négatives (schéma 2) ; les connexions de ce deuxième tube sont alors inversées, ou bien on peut n'utiliser qu'une moitié de la self intercalée dans l'antenne.

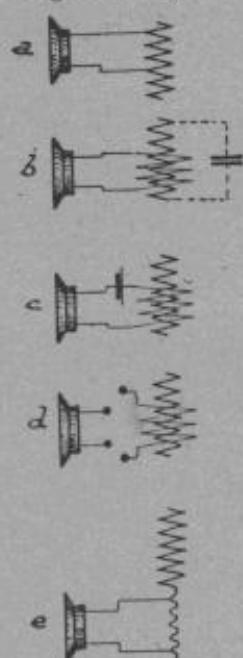


Fig. 268.

Généralement la grille du tube d'absorption est réglée par un potentiel auxiliaire, de façon à ce qu'elle absorbe la moitié du débit; de plus, une résistance est insérée dans le circuit de plaque pour améliorer l'articulation et dissiper l'énergie.

Cette méthode est peu employée, car la puissance du générateur doit être plus grande que celle utilisée dans le circuit radiateur.

Modification des conditions d'entretien. — Cette méthode ne convient qu'aux postes de faible puissance, parce que la modification des conditions d'entretien peut produire des décrochages.

Elle consiste à modifier la valeur de la self-induction de la bobine grille ou plaque du tube oscillateur, à l'aide d'un

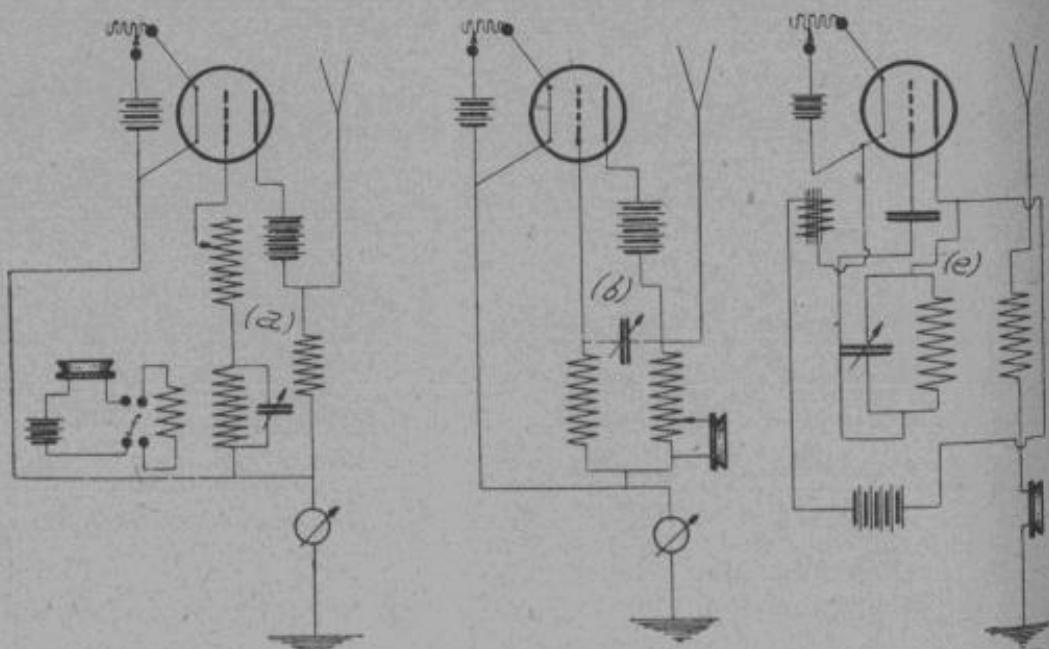


Fig. 269.

microphone, qui peut être monté de différentes façons (*fig. 268*).

Il peut agir, soit en shunt (*a*), soit par l'intermédiaire d'un transformateur avec ou sans amplificateur (*b*, *c*, *d*), soit sur une résistance intercalée dans le circuit (*e*).

La figure 269 indique le montage de petits postes d'émission pour téléphonie sans fil.

La figure 270 représente un petit poste de téléphonie sans fil à quatre lampes (portée 50 kilomètres).

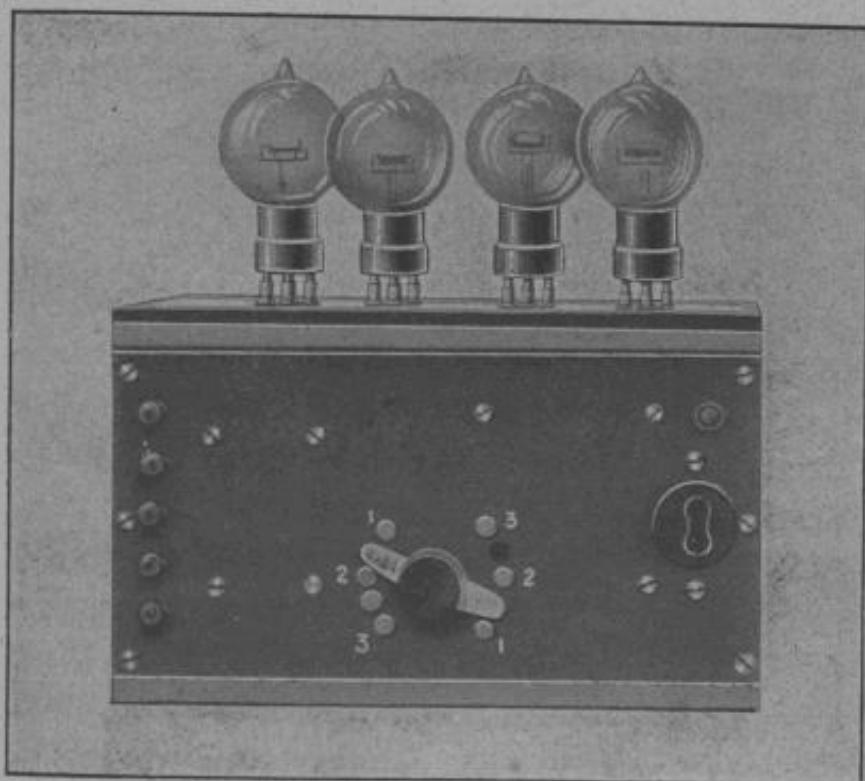


Fig. 270.

Utilisation d'un tube à vide de contrôle. — On peut commander les oscillations de tous les tubes générateurs à l'aide d'un seul tube à vide, contrôlé lui-même par un microphone.

Dans ce cas (fig. 271), le petit tube à vide est monté comme il a été dit précédemment, mais son circuit de plaque agit sur les grilles des tubes oscillateurs ; on peut ainsi mettre une plus grande puissance en jeu dans l'antenne.

Dans un autre dispositif (système Carton), le tube à vide modulateur transmet les variations de courant produites, à l'excitatrice d'un générateur à haute fréquence de faible puissance, dont l'in-

duit est intercalé dans le circuit de grille d'un tube à vide monté en générateur et couplé avec le circuit radiateur (*fig. 272*).

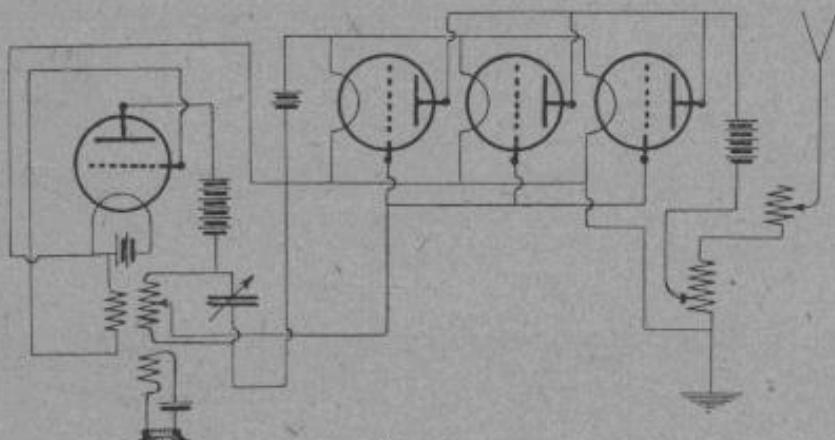


Fig. 271.

Utilisation d'un tube à vide monté en conducteur d'oscillations.

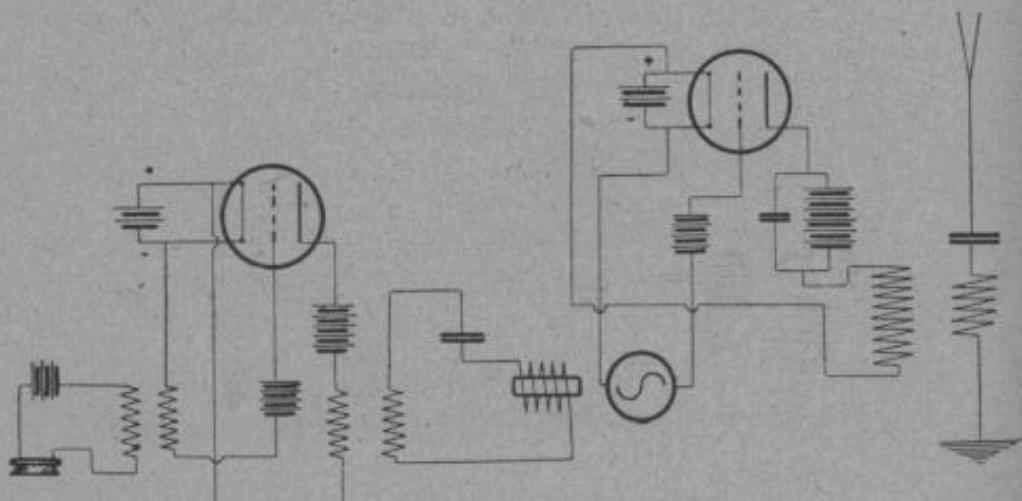


Fig. 272.

— Le tube à vide peut être monté en conducteur d'oscillations.

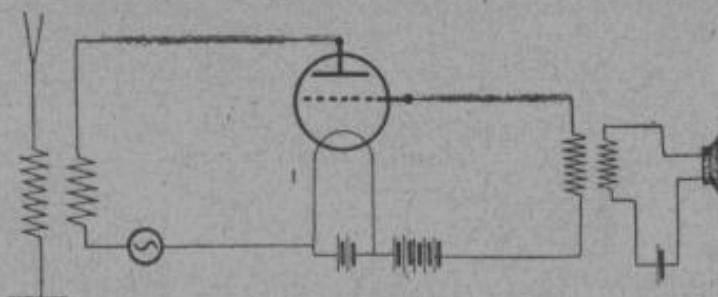


Fig. 273.

*fournies par un générateur séparé (à lampes). En effet (*fig. 273*), le courant passant dans le circuit plaque-filament*

dépendra du potentiel de la grille, qui lui-même est contrôlé par le microphone.

Ce système ne peut pas être appliqué aux postes de grande puissance.

L'avantage de ce procédé est qu'aucune oscillation ne passe quand la grille est négative, c'est-à-dire au repos.

Utilisation d'un tube à vide comme amplificateur de puissance. — Le tube à vide peut être utilisé comme amplificateur de puissance (*fig. 274*). Une source séparée d'oscillations agit alors sur le tube à vide et on fait varier le potentiel de la grille à l'aide d'un microphone intercalé directement, ou indirectement, dans le circuit de grille.

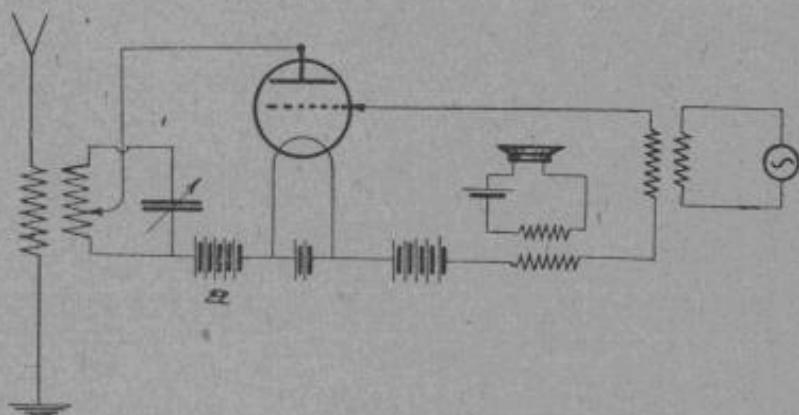


Fig. 274.

On peut tout aussi bien monter le microphone dans le circuit de plaque (en *a*), mais il faut maintenir un potentiel donné dans ce circuit, potentiel que fera varier le microphone. On remarque qu'avec ce procédé aucune énergie n'est transmise pendant les silences.

Utilisation d'un tube à vide contrôlant l'énergie fournie au tube à vide générateur. — C'est l'un des plus employés.

Dans ce procédé, le modulateur reçoit du courant continu fourni par une source génératrice. Il produit de l'énergie à la fréquence de la voix, qu'il transmet en même temps que de l'énergie continue au tube à vide générateur. Il en résulte que l'amplitude du courant H. F. débité par le générateur varie selon les fréquences de voix (*fig. 275*).

Des dispositifs spéciaux sont adjoints (bobines de self et condensateurs), pour empêcher les courants de haute fréquence de revenir dans le modulateur et dans la génératrice à courant continu.

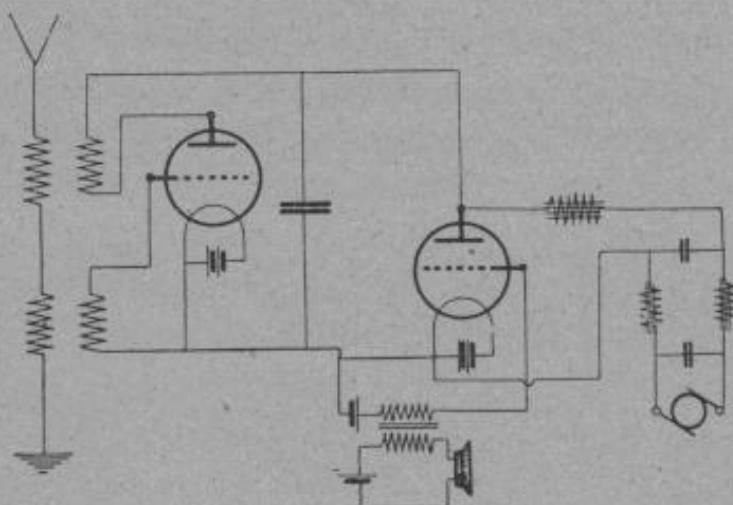


Fig. 275.

Dans un autre procédé assez récent (dispositif Round), le microphone est utilisé comme source primaire de courant, devant alimenter le tube à vide générateur (fig. 276).

Cette source est en réalité composée de deux parties : une source à courant alternatif de fréquence correspondante à celle de la voix, fournie par le transformateur t et une source à courant continu fournie par le transformateur t' , et par une valve de redressement.

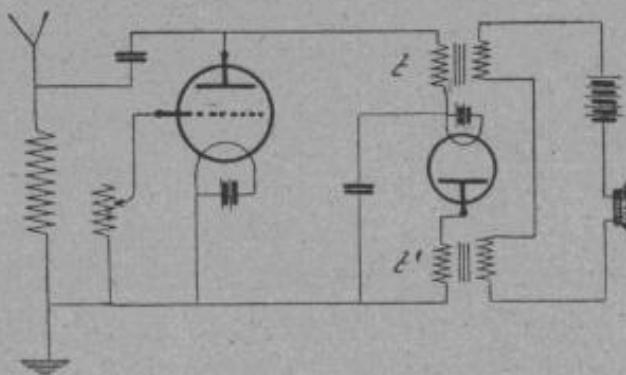


Fig. 276.

à courant alternatif de fréquence correspondante à celle de la voix, fournie par le transformateur t et une source à courant continu fournie par le transformateur t' , et par une valve de redressement.

Cette disposition est complétée à l'aide d'organes de sécurité (selfs d'arrêt et capacités).

L'avantage de ce procédé est que le générateur ne fonctionne que lorsqu'on parle devant le microphone.

Systèmes principaux. — Il serait difficile de décrire tous les systèmes utilisés par les grandes compagnies de radio-téléphonie.

La Société française radio-électrique utilise le procédé de mo-

dulation par absorption pour les petits postes terrestres et pour les avions. Dans ce dernier cas, l'énergie nécessaire est fournie par de petits alternateurs, dont le courant est redressé à l'aide de valves.

La G. E. C^o utilise, soit la modulation par tube à vide monté en conducteur d'oscillation, soit la modulation par contrôle de l'énergie fournie à l'oscillateur.

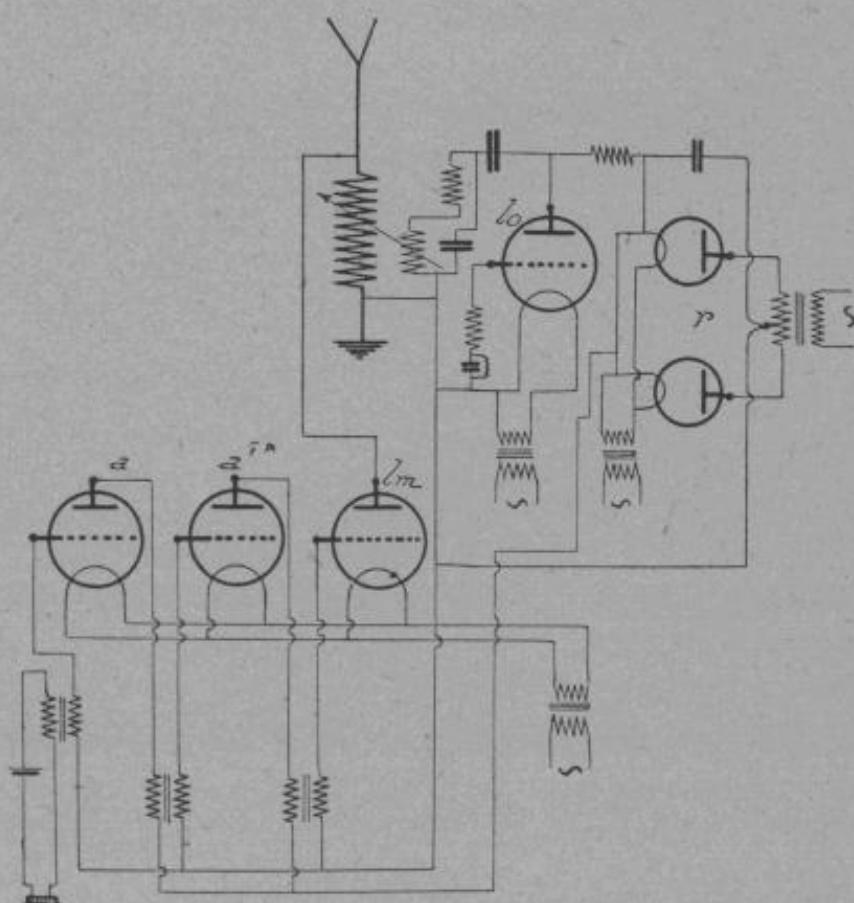


Fig. 277.

La compagnie Marconi utilise la modulation par absorption. Le montage d'un émetteur de ce genre pour 15 kilovatts est représenté figure 277.

Les lampes a et a' sont montées en amplificateurs, la lampe lm est la modulatrice, la lampe lo est montée en générateur d'oscillations.

L'énergie est fournie par deux redresseurs r .

Réception de la téléphonie sans fil. — La grande majorité

des dispositifs de réception de la télégraphie sans fil peuvent être utilisés en téléphonie sans fil. Les détecteurs les meilleurs sont : les tubes à vide et la galène.

Les seules remarques à faire concernent la déformation de la **voix**, qui peut provenir de plusieurs causes :

1^o Fonctionnement au delà de la partie rectiligne des caractéristiques d'un tube à vide utilisé dans le récepteur ;

2^o Hystérésis des fers des transformateurs pour amplificateurs (aller jusqu'à 6 000 g. maximum) ;

3^o Déformations dues aux haut-parleurs, renforçateurs de sons, etc.... ;

4^o Réaction trop près de la limite d'entretien, (en général la supprimer ou la réduire beaucoup).

5^o Éviter capacités et selfs parasites qui peuvent amener certaines déformations par oscillations entretenues de haute fréquence.

Enfin nous signalerons de nombreux cas de mauvaises réceptions dues au rapprochement de postes récepteurs fonctionnant avec réaction beaucoup trop grande ; en effet un poste de ce genre peut dans ces conditions, émettre des oscillations fort gênantes pour les postes voisins.

Remarquons aussi que de bons résultats sont obtenus en téléphonie sans fil avec un amplificateur à résonance à 2 ou 3 étages H. F. suivis de 2 à 3 étages B. F. à résistances.

Auditions publiques. — Dans ce cas des montages spéciaux doivent être employés, en particulier il faut mettre en action plusieurs haut-parleurs.

Les amplificateurs utilisés dans ce cas comportent en général :

Amplificateur à H. F. ;

Amplificateur à B. F. ;

Groupe de lampes montées en parallèle à la suite de l'amplificateur à B. F.

La figure 278 représente le principe de montage d'un poste de réception de ce genre. On voit qu'à la sortie de l'amplificateur B. F. on a monté des groupes de trois lampes en parallèle, commandant chacun un haut-parleur *hp*.

On emploie en général 12 haut-parleurs pour une audition publique.

Système duplex radio-téléphonique. — La question posée en radio-téléphonie est la suivante : Il faut pouvoir réaliser des intercommunications identiques à celles de la téléphonie ordinaire, ce qui comporte en réalité deux problèmes différents :

- 1° La marche en duplex ;
- 2° Le problème de l'appel.

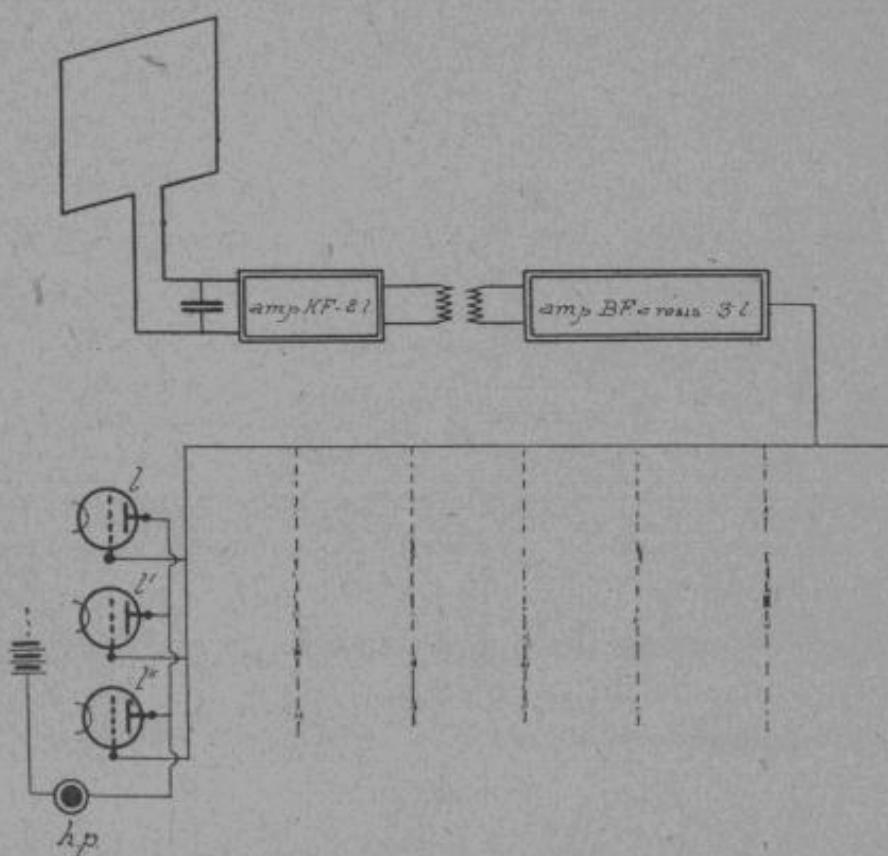


Fig. 278.

Systèmes duplex. — Les principes sont les mêmes que ceux de la télégraphie sans fil. Il faut pouvoir transmettre et recevoir d'un même point, sans qu'il y ait influence de l'émetteur sur le récepteur.

Quoique les procédés imaginés soient très nombreux, il ne semble pas qu'actuellement il y ait un procédé sûr et parfait.

Nous allons voir quels sont les principes qui peuvent faciliter la solution de ce problème assez complexe d'ailleurs.

a) On peut utiliser une seule antenne avec commutateur permettant de passer facilement de transmission sur réception. Le dispositif de Forest (fig. 279), comprend un cornet acoustique à plaquette perforée *p*, qui établit un contact de transmission en *c*, quand on parle. Le circuit de l'électro-aimant *e* étant fermé à ce moment, l'armature *a* est attirée et coupe la réception en fermant les circuits de transmission. Ce dispositif a été utilisé avec transmission par arc.

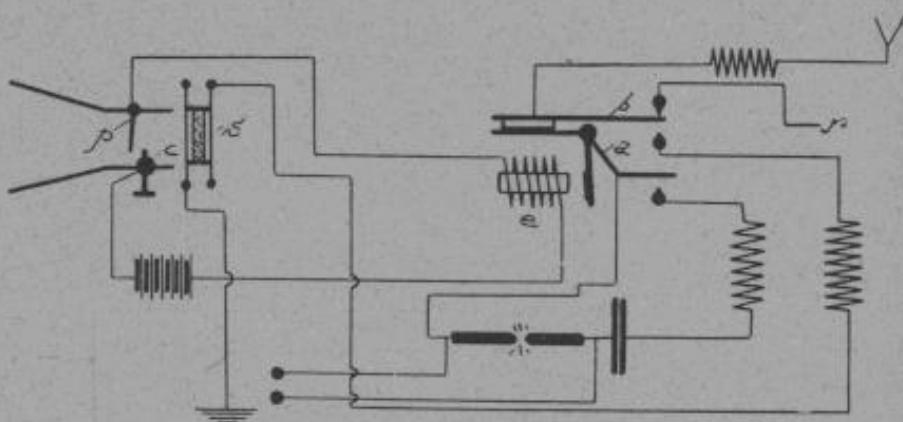


Fig. 279.

b) On peut employer deux antennes séparées, et deux longueurs d'onde bien différentes; il est possible dans ce cas de disposer les postes à une certaine distance l'un de l'autre et de les réunir par une ligne téléphonique.

c) On peut modifier le procédé précédent en employant deux cadres.

En réalité les procédés basés sur ces principes, et en particulier ceux n'utilisant qu'une seule antenne de transmission et de réception, doivent être munis d'organes réduisant d'une part la quantité d'énergie qui pénètre dans le récepteur, quand le transmetteur fonctionne, et évitant d'autre part le rayonnement du transmetteur quand l'écoute a lieu.

Si l'on emploie 2 antennes avec deux longueurs d'onde différentes, l'antenne du récepteur peut contenir un circuit oscillant (fig. 280) ou bouchon, ne permettant le passage que d'oscillations de fréquence bien déterminée.

Si l'on emploie une seule antenne avec deux longueurs d'onde différentes, celle-ci comprendra 2 ou 3 circuits dérivés (fig. 281), offrant des chemins différents aux longueurs d'onde.

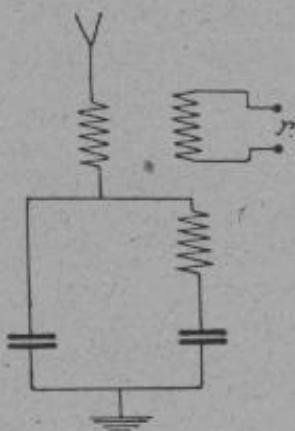


Fig. 280.

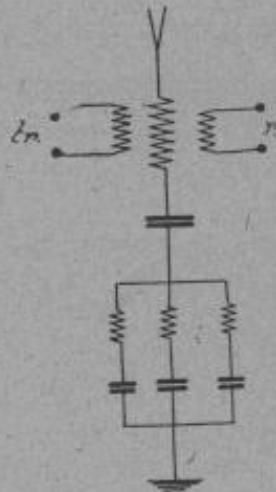


Fig. 281.

La figure 282 représente le dispositif adopté par la Western Electric Co., qui est basé sur le même principe.

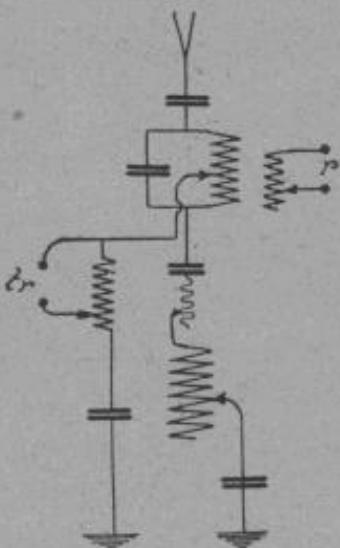


Fig. 282.

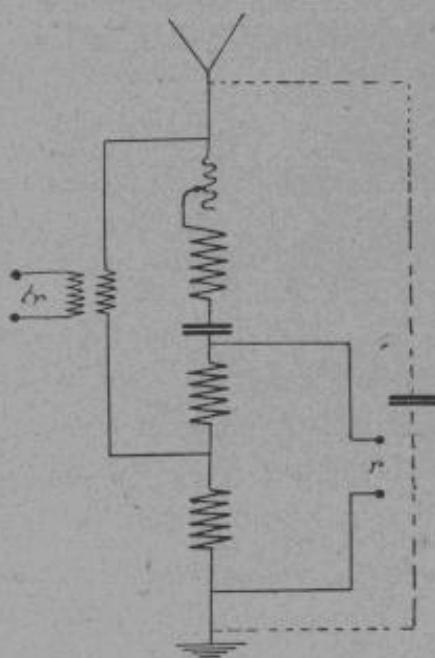


Fig. 283.

Enfin, M. Chireix a proposé l'utilisation d'un pont équilibré pour la transmission et la réception. Le récepteur étant intercalé

à la place du galvanomètre, il ne sera le siège d'aucune différence de potentiel, quand le transmetteur entrera en action (*fig. 283*).

Problème de l'appel. — C'est certainement la plus grande difficulté qui se présente et qui une fois résolue permettra les communications radio-téléphoniques commerciales.

Il faut en effet opérer une sélection rigoureuse des longueurs d'onde reçues, et éliminer toute transmission gênante de quelque puissance qu'elle soit; il faut en outre éviter toute action de parasites atmosphériques.

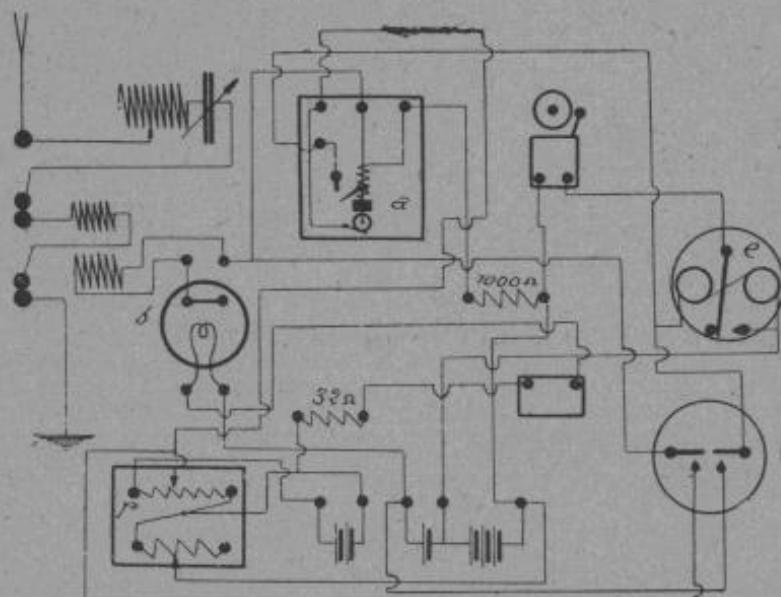


Fig. 284.

Outre cela il faut pouvoir opérer une sélection mécanique, c'est-à-dire ne répondre qu'aux signaux d'appel du poste transmetteur.

On utilise alors des récepteurs nettement syntonisés avec circuits trieurs et anti-parasites, suivis d'amplificateurs capables d'actionner des relais mécaniques.

En ce qui concerne la sélection mécanique, on utilise des relais à action rapide ou retardée, et dont la période de vibration est bien déterminée. A titre d'exemple, les relais Chauveau construits par la S. F. R. contrôlent d'abord la nature des signaux, et ensuite l'ordre d'arrivée de ces signaux. Si le récepteur répond aux signaux transmis (ordre, temps et rythme), il ferme automatiquement le circuit d'une pile sur une sonnerie d'appel.

Dans le dispositif d'appel de la Compagnie Marconi, le récepteur n'entre en fonction que si huit points Morse espacés régulièrement sont transmis par l'émetteur. Chacun de ces points agit sur un relais mettant en mouvement un petit volant. Si les actions produites sur le volant sont en synchronisme avec son mouvement initial, et s'il se produit huit actions successives, le mouvement d'oscillation du volant sera tel qu'il fermera le circuit d'une sonnerie.

La figure 284 montre le dispositif adopté par le Post office, qui est destiné à mettre en action le poste de garde en cas de signaux de détresse d'un navire. Il comprend un tube détecteur, un galvanomètre à action retardée *a*, et un relais *e*.

De nombreux autres dispositifs ont été imaginés ; ils ne donnent pas encore la solution intégrale du problème.

CHAPITRE X

UTILISATION

Télégraphie militaire. — La télégraphie militaire utilise des petits postes portatifs pour les liaisons courtes, des postes de grande puissance pour les grandes communications, et enfin des postes spéciaux pour les avions et des postes à ondes entretenues.

Postes portatifs. — La plupart des postes portatifs utilisés par la télégraphie militaire sont à courant continu (50 à 100 watts). Ils se composent d'un petit transformateur dont le primaire est alimenté par une batterie d'accumulateurs. Le courant est coupé par un interrupteur-vibrateur. Les deux bornes du secondaire sont reliées d'une part à l'antenne et d'autre part à la terre. Entre ces deux points est monté un éclateur tube-plateau.

Les appareils ne diffèrent que par la forme du vibrateur.

Dans le poste *a* (*fig. 285*) le vibrateur *g* est commandé par un électro-aimant *f*. Le réglage de la lame est effectué à l'aide de l'excentrique *i*, qui éloigne ou rapproche la pièce du contact *h*.

On peut obtenir des vibrations de différentes périodes, en changeant les lames *g*.

L'alimentation peut se faire par des batteries d'accumulateurs de 10 ou de 20 volts et par l'intermédiaire d'un rhéostat de réglage *r*.

Le transformateur est à enroulements superposés ; le secondaire est à bobines séparées avec deux bobines extrêmes de garde. La manipulation est opérée sur le circuit primaire.

Dans le poste (*b*) le rupteur n'est pas séparé. On obtient une

vibration donnant à la réception une note chantante très peu aiguë. Il est aussi alimenté par une batterie de 10 volts. Le poste seul pèse 6^{kg}, 100.

On utilise avec les postes portatifs des antennes unifilaires, dirigées, et disposées très près du sol. Les longueurs d'onde varient entre 80 et 150 mètres, et la portée est de 4 à 6 kilomètres.

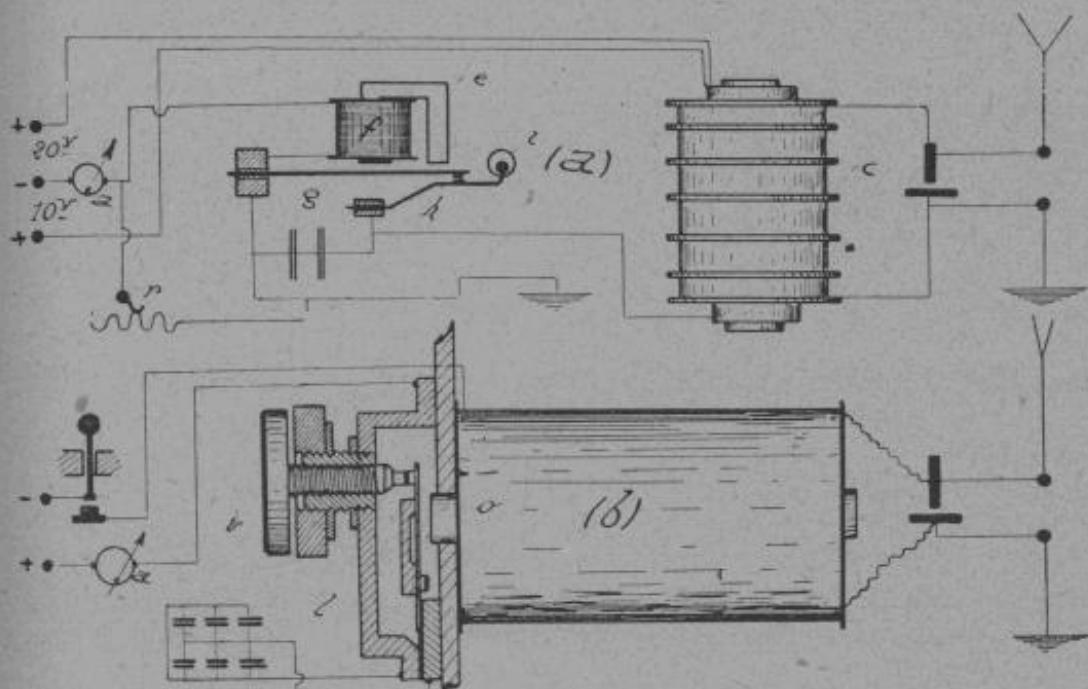


Fig. 285.

Postes de moyenne puissance. — Le poste *a* (fig. 286) est à magnéto actionnée par un moteur d'un cheval (2000 tours). C'est un poste à ondes amorties de 500 watts donnant 500 étincelles par seconde.

Un rhéostat de compensation est intercalé sur le plot de repos du manipulateur, et un inverseur permet de passer de transmission sur réception.

Le poste *b* construit par la C. G. R. est étudié de façon à être transporté à dos de mulet. Il se divise pour cette raison en trois parties : une boîte de transmission (fig. 287), une boîte de réception et un groupe moteur générateur.

Le moteur à deux cylindres entraîne par courroie, un petit

alternateur (3 000 tours par minute) qui alimente un transformateur. Le transformateur charge le condensateur, qui se décharge dans un circuit à éclateur (étincelles fractionnées). L'excitation de l'antenne est effectuée par induction.

Le passage de transmission sur réception s'opère par l'intermédiaire d'un inverseur S . Un commutateur a intercale à volonté l'un des détecteurs c .

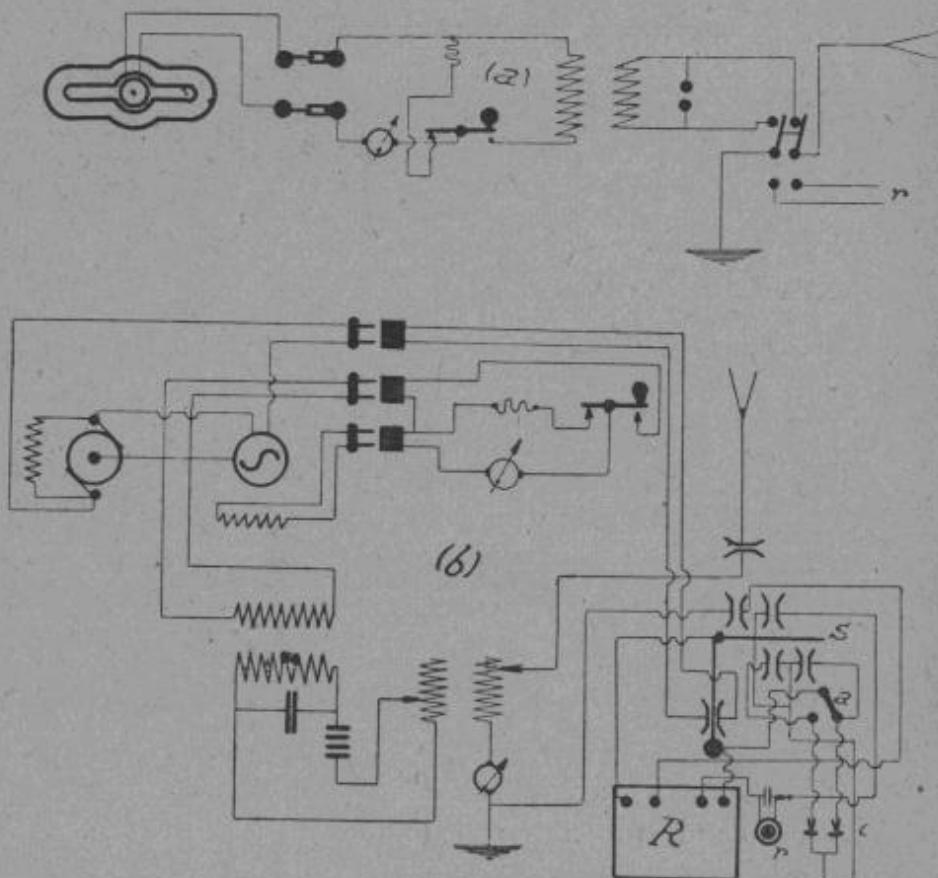


Fig. 286.

Ce poste d'une puissance égale à 600 watts permet des portées de 50 kilomètres.

Dans certains cas, le moteur à essence a été remplacé par un moteur électrique entraînant directement l'alternateur.

Postes automobiles. — Les postes automobiles comprennent en principe une voiture poste contenant tous les appareils de transmission et de réception, et une voiture usine contenant l'alter-

nateur entraîné par le moteur de la voiture, et les nécessaires de réparation et de montage d'antenne.

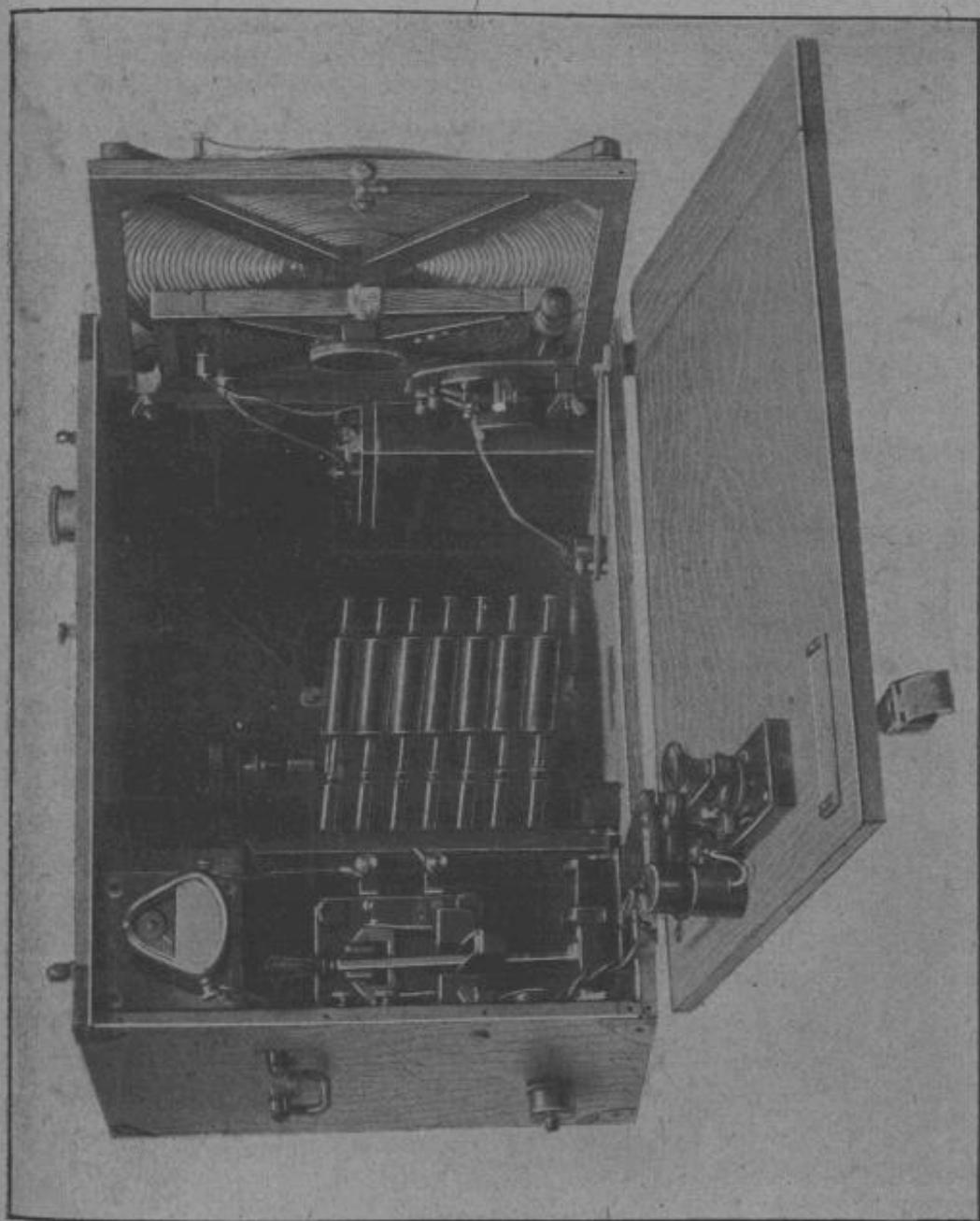


Fig. 287.

L'antenne utilisée avec ces postes est généralement l'antenne en parapluie, avec mât métallique. Les deux postes *a* et *b* (fig. 288) sont construits par la S. F. R. Les schémas indiquent le fonctionnement de ces postes.

P. MAURER.

23

Le poste (a) de 2 kilowatts (portée 150 kilomètres) est à alternateur de 1 000 w. et à manipulation sur le circuit d'alimentation.

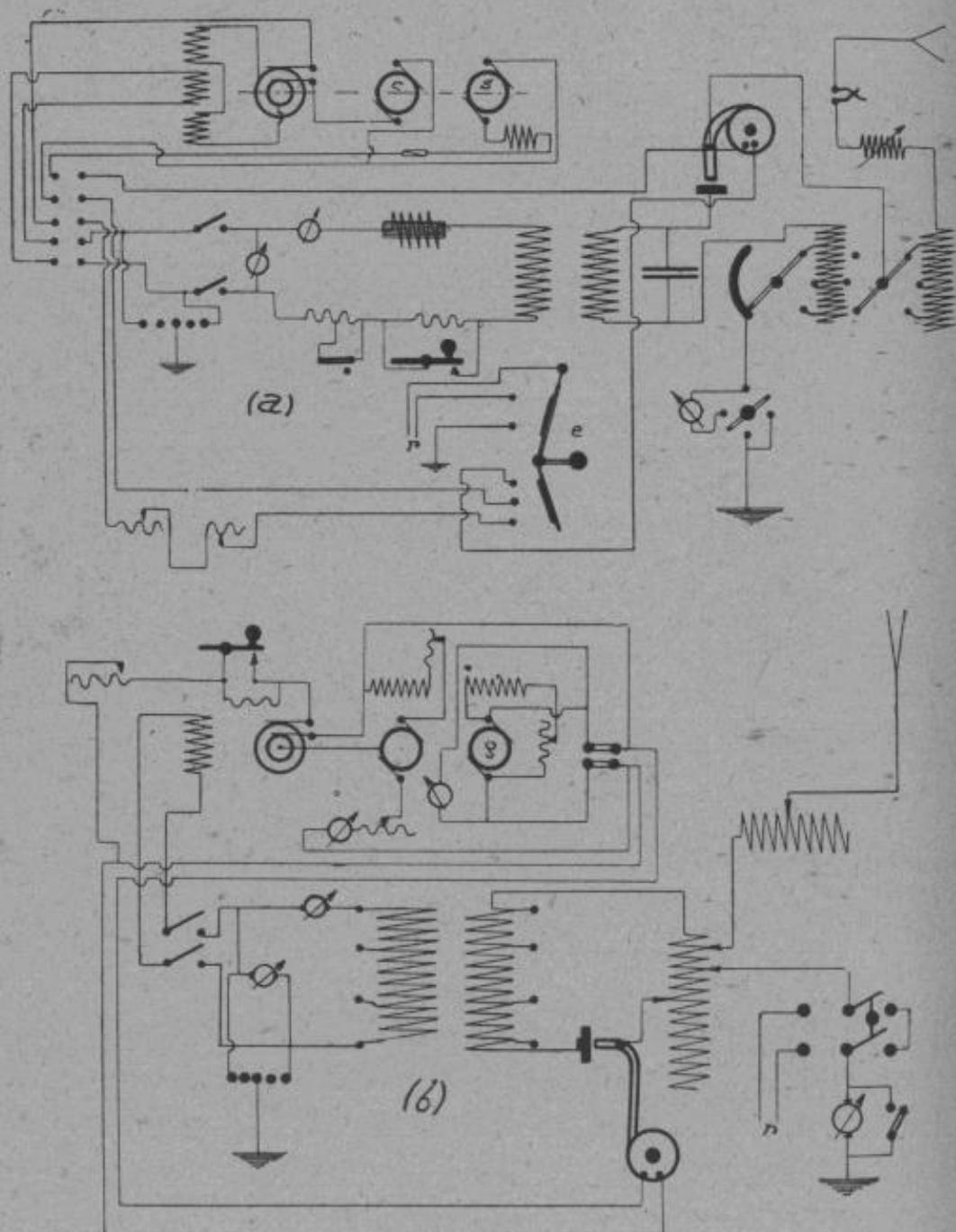


Fig. 288.

Les commutateurs des selfs sont étudiés de façon à varier la longueur d'onde de 50 en 50 mètres. Les corrections sont effectuées à l'aide d'un variomètre.

Le poste *b* est à dynamo commandée directement, elle alimente un moteur à courant continu qui actionne l'alternateur (3 000 tours par minute).

Le réglage de la résonance est effectué par modification de l'excitation du moteur shunt.

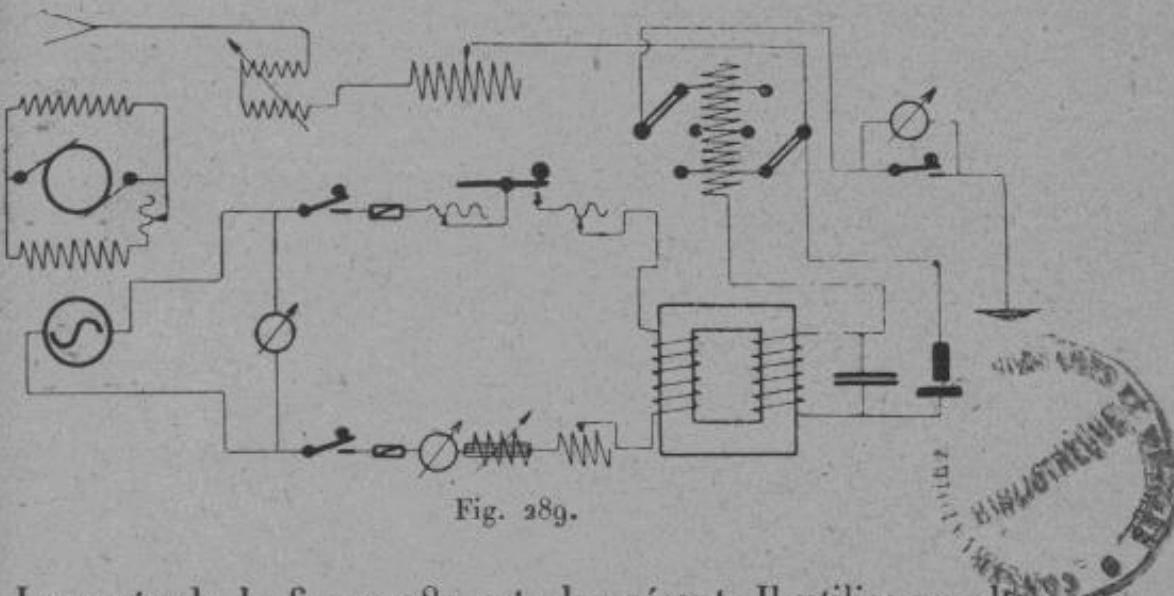


Fig. 289.

Le poste de la figure 289 est plus récent. Il utilise un alternateur monophasé de 40 à 160 volts et 25 ampères, avec excitatrice montée sur le même arbre.

Le circuit oscillant et l'éclateur sont montés dans un compartiment spécial de la voiture poste.

L'éclateur tube-plateau est refroidi par un courant d'air fourni par une soufflerie spéciale.

On règle la résonance en agissant sur la self additionnelle.

La portée de ce poste est d'environ 100 à 150 kilomètres.

Postes d'avions. — La liaison entre un aéroplane et la terre est une des plus importantes, et de nombreux appareils ont été imaginés pour réaliser ces intercommunications. On employa d'abord des postes à batteries d'accumulateurs, dans le genre des postes portatifs décrits précédemment, puis on délaissa la batterie, et on préféra monter sur une aile une petite dynamo entraînée par une hélice.

La plupart de ces appareils ont été remplacés par des alternateurs montés sur l'aile, ou entraînés par le moteur de l'avion.

On obtint ainsi de plus grandes portées.

La magnéto I, les alternateurs K, Y et U furent tour à tour employés. En réalité ces trois derniers subsistèrent seuls pendant la guerre.

De nombreux autres dispositifs furent construits sans grand succès, en particulier l'ensemble d'émission à groupe alternateur auto-excitateur H, la dynalterna, sorte d'alternateur dont une partie du courant était redressée par un collecteur, pour fournir l'excitation, etc...

Les installations sont, soit à excitation directe pour les petites longueurs d'onde, soit à excitation indirecte pour les grandes longueurs d'onde et les grandes portées.

Les alternateurs sont entraînés par une hélice en bois, ou par un moulinet spécial pour éviter les variations de vitesse dues à l'avion (effet sur la résonance primaire).

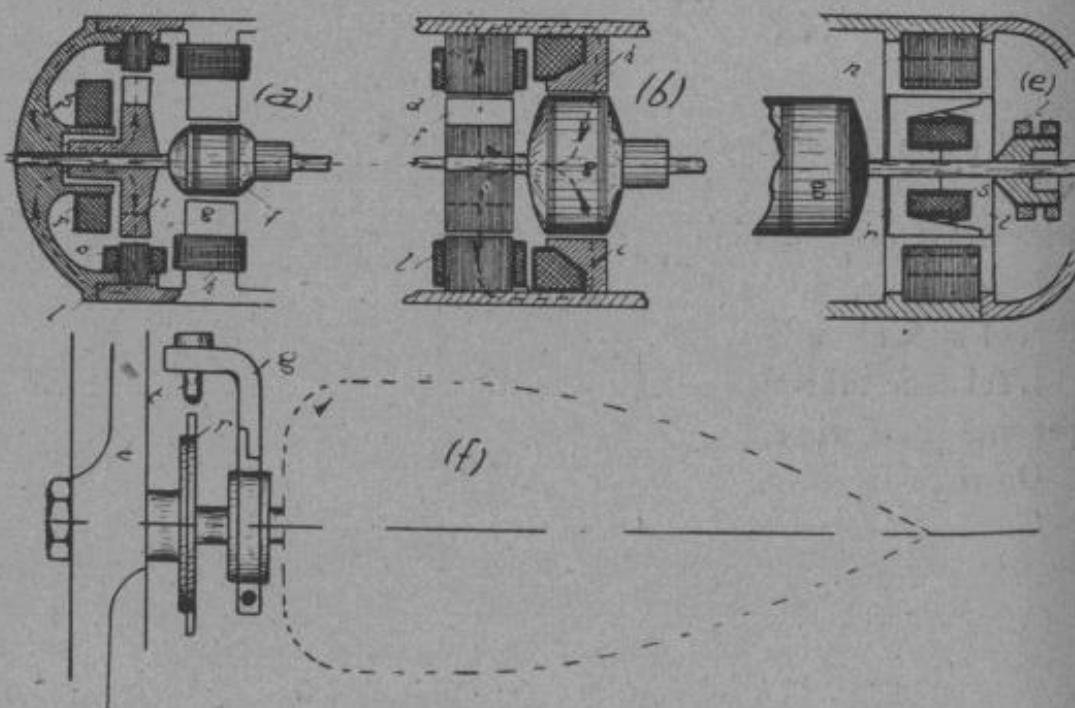


Fig. 290.

Ce moulinet est à pale mobile, commandée par un dispositif centrifuge.

Tous ces alternateurs sont à éclateur tournant *r* (fig. 290, *f*), monté sur l'arbre de l'alternateur. Ils comprennent en principe une électrode fixe *t* isolée sur un support en ébonite *g*, et une électrode

mobile formée d'un disque *r* en cuivre, denté, monté sur l'arbre. Ce disque peut être facilement changé, pour varier la fréquence des étincelles, et par conséquent la tonalité à la réception.

Le réglage du calage de l'éclateur s'effectue en modifiant la position de l'électrode fixe (voir chapitre transmission).

La portée de ces postes est de 25 à 100 kilomètres.

Magnéto I. — La magnéto I se compose essentiellement de trois aimants permanents *c* (*fig. 291, a*) et d'un induit tournant entre les pôles d'aimants. La tension à vide est de 90 volts et l'intensité normale de trois ampères. Pour une vitesse normale de 5000 tours par minute la fréquence est égale à 250 périodes par seconde. L'induit est relié à un petit transformateur à circuit magnétique fermé et à enroulements concentriques, disposés dans le capot de l'appareil.

L'émetteur est monté en excitation directe, avec éclateur tournant monté sur l'arbre de la magnéto ; on peut réaliser une émission, avec son aigu (6 dents) ou avec son grave (3 dents). Les réglages s'obtiennent par le calage de l'électrode fixe en observant la déviation maximum de l'ampèremètre monté dans l'antenne. La manipulation s'opère sur le circuit reliant l'induit au primaire du transformateur.

Alternateur K. — L'alternateur K (*fig. 290, a*) est un alternateur à fer tournant et à enroulement d'excitation fixe. Le fer tournant est en somme un disque à 12 dents *i*. La bobine magnétisante *r* est logée dans la flasque *s*. Elle est parcourue par un courant d'excitation fournie par une petite excitatrice montée sur l'arbre en *f, g*.

Le circuit magnétique est représenté par la ligne pointillée.

L'enroulement induit *o* comporte 24 bobines enroulées en sens inverse, et reliées en série.

La machine tournant à une vitesse de 4500 tours donne une puissance d'excitation égale à 55 watts, permettant trois régimes de fonctionnement à l'aide du rhéostat *r* (*fig. 291, b*).

L'alternateur peut donner 120 watts (900 p. p. s.). Le transformateur est à circuit magnétique fermé avec enroulements concentriques. Il est enfermé dans une boîte ronde (voir *fig. 292*)

rempli d'un isolant pâteux. La face supérieure porte trois bornes, dont deux d'entre elles forment limiteur de tension. L'éclateur tournant est, comme on l'a dit, à disques interchangeables, de 6, 8, 12, ou 24 dents permettant d'obtenir des tonalités très différentes.

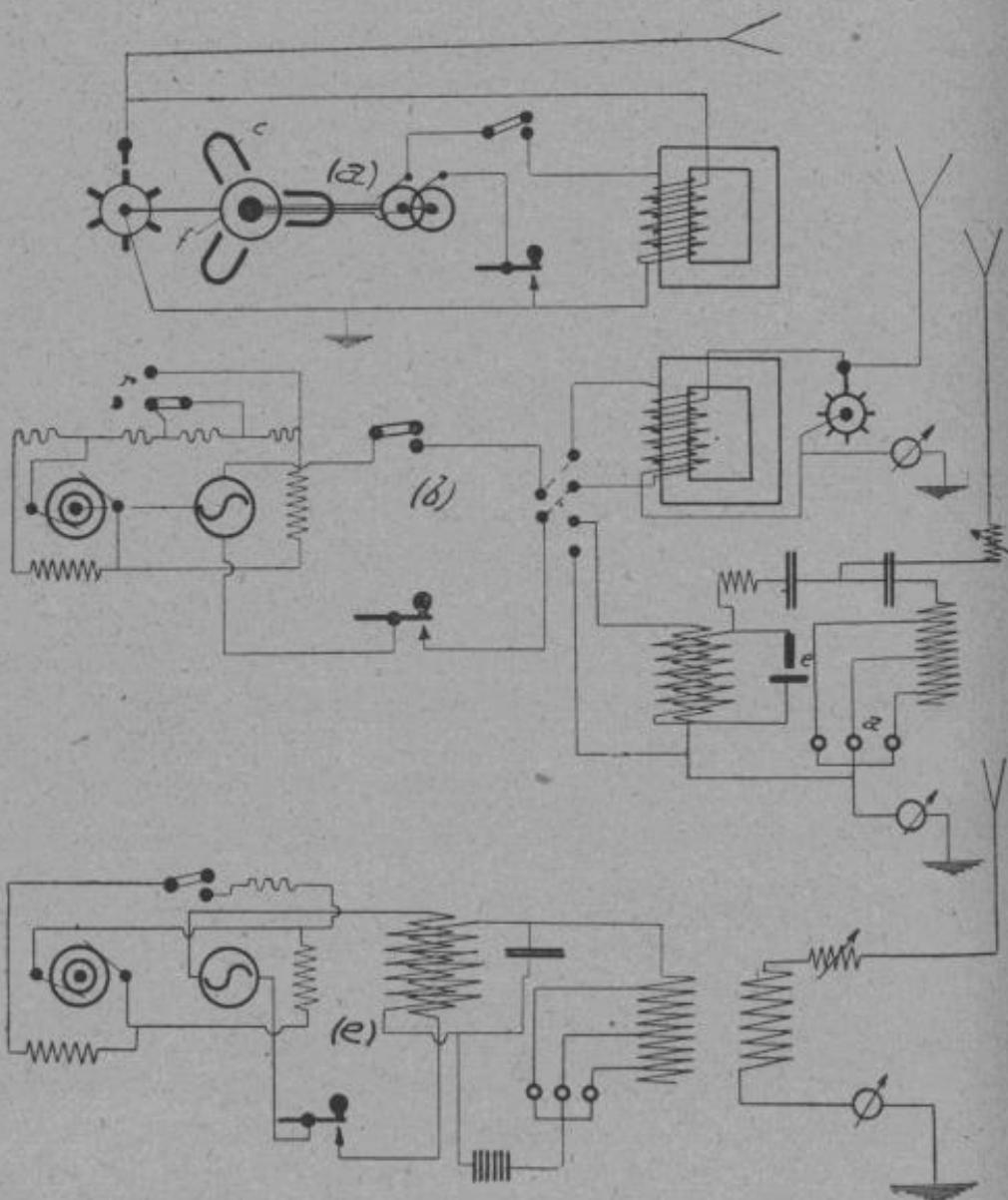


Fig. 291.

L'alternateur K peut être monté en excitation directe (schéma *b* supérieur), ou en excitation indirecte (schéma *e* inférieur), en dérivation ou par induction.

On utilise, dans ce dernier cas, un ensemble d'émission séparé

contenant le transformateur, un circuit oscillant à 3 ou 6 longueurs d'onde, un éclateur fixe, un variomètre, et un ampèremètre d'antenne pour effectuer les réglages. On varie ainsi les longueurs d'onde entre 350 et 500 mètres, avec une antenne convenable (100 mètres environ).

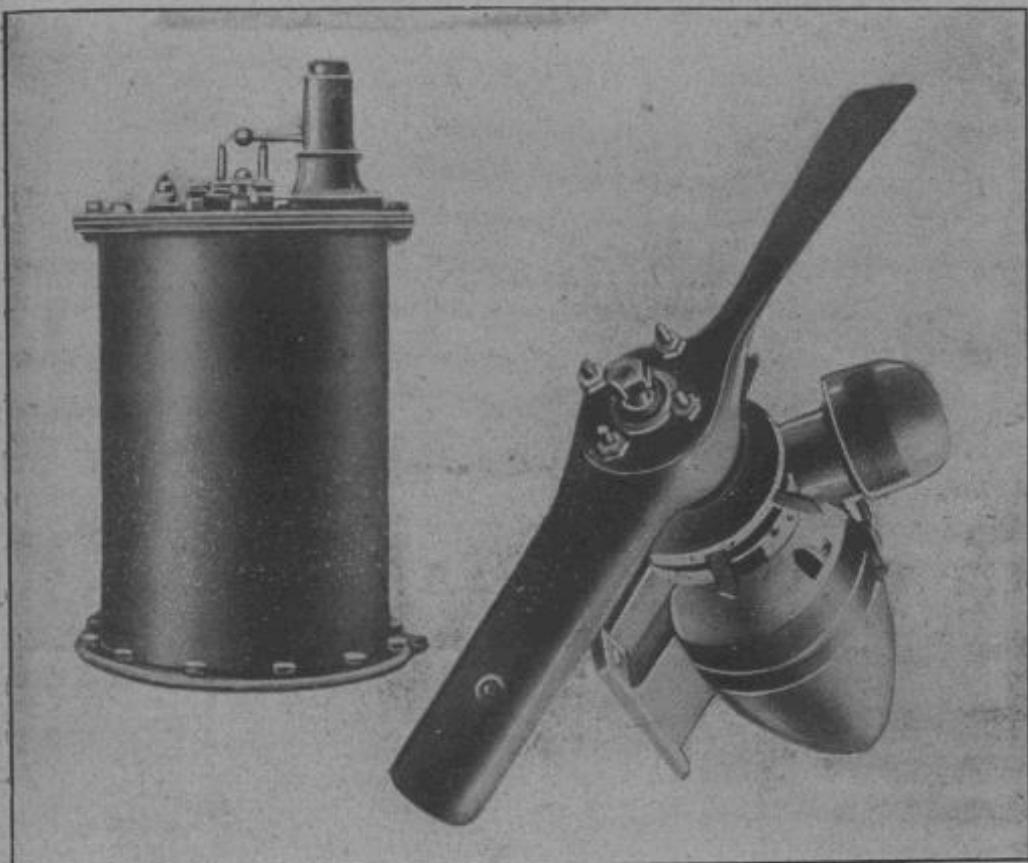


Fig. 292.

On emploie de préférence un éclateur tube-plateau au lieu d'un éclateur tournant, dans le cas de l'excitation indirecte. Il est en effet difficile d'effectuer les liaisons entre le circuit d'émission fixé à l'intérieur de l'avion et l'alternateur placé en général sur l'aile, sans employer de grandes connexions, introduisant ainsi des selfs supplémentaires.

Alternateur Y. — L'alternateur Y construit par la S. F. R. donne une puissance égale à l'alternateur K sous un volume et un poids plus réduit (fig. 292). La particularité de cet alternateur

est que l'alternateur et l'excitatrice ont un circuit magnétique commun (fig. 290, b).

Ce circuit magnétique est représenté par la ligne pointillée.

L'excitatrice est formée par un induit *g* tournant entre deux masses *h* et *i*, portant la bobine inductrice. L'alternateur est formé par le fer tournant *f* et par le stator *a* portant les bobines *l*.

Il n'y a pas de réglage d'excitation. L'excitatrice peut donner 11^v, 5 et 1^{amp}, 35, à une vitesse de 4500 tours par minute.

L'alternateur donne 125 watts à une fréquence de 900 périodes par seconde.

Il peut fonctionner, soit en excitation directe, soit en excitation indirecte.

En excitation directe, il permet de réaliser 5 tonalités 450, 600, 900, 1200, 1800, et pour une longueur de fil d'antenne donné, 4 longueurs d'onde de 225

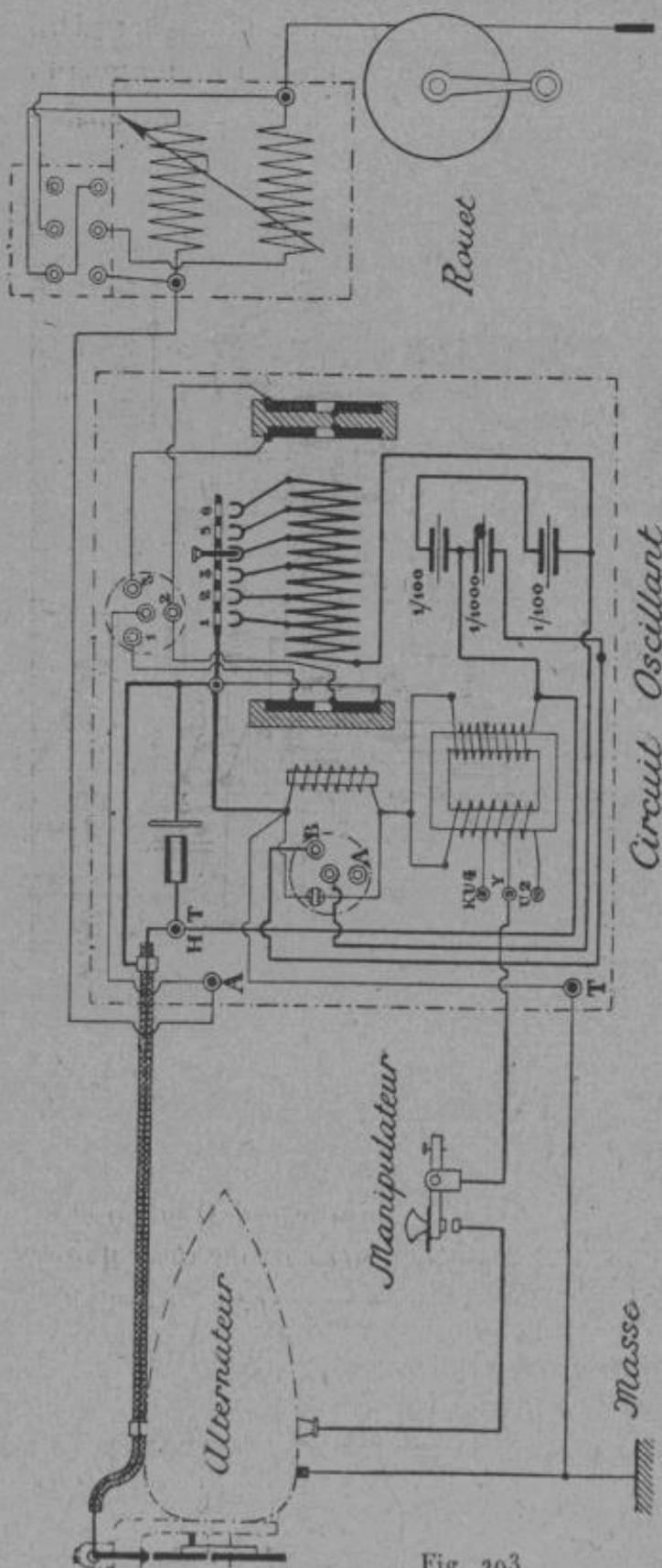


Fig. 293.

à 315 mètres. On emploie dans ce cas une self d'antenne à trois bornes.

En excitation indirecte, on peut obtenir 5 tonalités différentes en employant aussi l'éclateur tournant et un câble de liaison, entre le circuit d'émission et l'alternateur, calculé et construit d'une façon spéciale (*fig. 293*). Les longueurs d'ondes peuvent varier, avec un circuit oscillant Y6 entre 295 et 450 mètres, et avec un circuit oscillant K 12 entre 210 et 500 mètres (schéma de montage de la figure 293).

Génératrice U. — La génératrice U comprend aussi un alternateur, et une génératrice à courant continu, qui fournit l'excitation de l'alternateur, et les besoins du bord (chauffage, éclairage de bord et d'atterrissage). L'alternateur (*fig. 290, e*) est à induit fixe n et à inducteur tournant l .

L'inducteur comporte 24 pôles entrecroisés, avec bobine d'excitation S logée au centre. Les extrémités de cette bobine sont réunies à deux bagues t , calées sur l'arbre. L'inducteur tournant de l'alternateur est en deux pièces, et le nombre des bobines induites montées sur le stator est égal à 24 (150 v. a.).

La génératrice g est à deux pôles et peut donner 30 ampères sous 16 volts, à 4500 tours.

Pour maintenir la tension constante, on monte (voir figure 295) un régulateur de tension, qui fonctionne par vibrations. Le circuit inducteur de la dynamo peut être fermé par le circuit cuivre-charbon tt' .

L'alternateur peut aussi fonctionner en excitation directe ou indirecte.

Machines S et Z. — Ces deux machines de puissances respectives 500 v. a. et 100 v. a. ont servi aussi comme générateurs de télégraphie sans fil.

En particulier la machine S a été montée avec éclateurs fractionnés (*fig. 291, e*).

Poste d'aéroplane système Rouzet. — La figure 294 représente le poste de transmission Rouzet d'une puissance de 300 watts à 4500 tours par minute.

Le générateur est une commutatrice permettant d'obtenir à la

fois du courant continu et alternatif. L'éclateur, le transformateur et la génératrice sont groupés dans le même capot, ainsi d'ailleurs qu'un dispositif très simple permettant la transmission automatique d'un signal Morse.

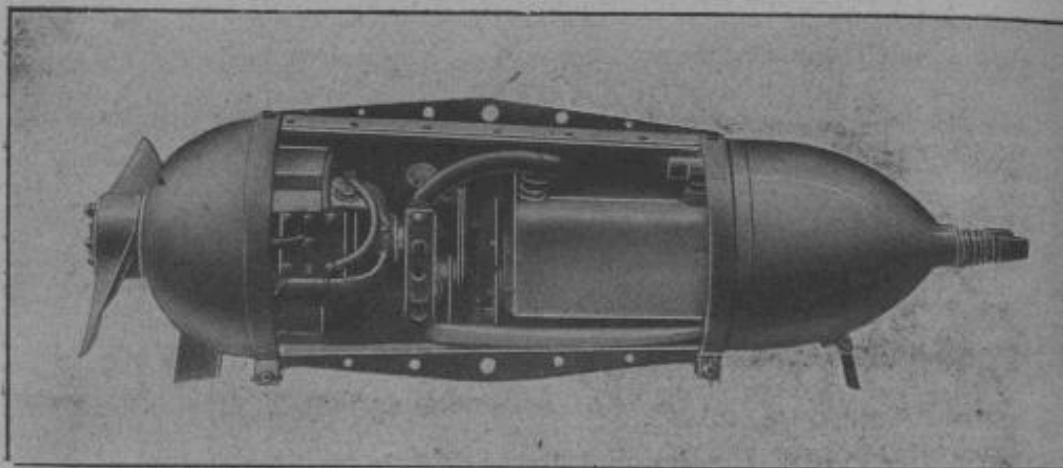


Fig. 294.

L'alternateur fonctionne en excitation indirecte; sa portée (diurne) serait de 200 kilomètres en mer.

Généralités sur l'installation à bord. — Un poste émetteur comporte en général les appareils d'émission, l'antenne et la prise de terre.

Les groupes d'émission sont: soit à excitation directe, soit à excitation indirecte.

Dans le premier cas ils ne comportent que l'alternateur fixé généralement sur l'aile de l'avion et le manipulateur placé à proximité de l'opérateur. Les liaisons à haute tension doivent être faites avec du fil bien isolé et monté dans un gros tube de caoutchouc. Le transformateur, s'il est séparé, se fixe dans le fuselage.

L'antenne est constituée par un câble formé de plusieurs fils de cuivre étamé. Ce fil est enroulé sur un rouet en ébonite, et passe à l'intérieur d'un tube d'ébonite ou de carton isolé, avant de sortir de la carlingue. La tension du fil est obtenue à l'aide de plombs tendeurs (300 grammes). La longueur maxima que l'on peut dérouler est d'environ 150 mètres. L'antenne déroulée prend la forme d'un *s renversé* et allongé.

La prise de terre, ici un contrepoids, est en général constituée par toutes les parties métalliques de l'avion. Il est donc essentiel de relier toutes les parties métalliques par des connexions spéciales, et de bien isoler les parties à haute tension des organes métalliques.

Si la partie métallique n'est pas suffisante, on adjoint des grillages métalliques.

Suivant la valeur du contrepoids et de la longueur du fil déroulé, l'antenne vibre entre le quart et la demi-onde.

Utilisation pour le chauffage et l'éclairage. — Les machines K et Y ont été utilisées, soit pour le chauffage ou l'éclairage, soit pour la T. S. F. Elles peuvent être montées pour les deux à la fois par l'intermédiaire d'inverseurs.

On a préféré employer pour cette utilisation mixte, la génératrice U ou les génératrices S ou Z.

Dans ce cas (*fig. 295*), la machine U alimente deux tableaux, dont l'un est commandé par le pilote et l'autre par l'observateur.

Le tableau du pilote *r* peut envoyer le courant vers l'observateur (position 3), ou allumer les phares d'atterrissement (2 lampes de 500 bougies) en *c* (position 2), ou encore faire fonctionner une seule de ses lampes par une batterie tampon (cas de dérangement dans la machine *u* — position 1).

Le tableau de l'observateur *r'*, peut envoyer le courant dans le système d'émission T. S. F. (position 1), ou actionner un projecteur de télégraphie optique (position 3) en *o*.

Les plots *v* et *i*, reliés en permanence à la génératrice, commandent les équipements chauffants du pilote, de l'opérateur, et des réchauffeurs d'huile.

Les plots *b* commandent les feux de bord et de position.

En *l* sont montées des lampes d'intercommunication entre pilote et opérateur.

Poste de téléphonie sans fil sur avion. — Des postes à lampes à vide, ont été utilisés sur les avions pour transmettre la parole. Le microphone ordinaire était intercalé dans le circuit de grille.

Le poste était à trois lampes montées sur une suspension élasti-

que. L'intensité du courant dans l'antenne était comprise entre $0^{\circ},25$ à $0^{\circ},35$.

On employait pour l'alimentation de la plaque des blocs de piles, et pour le chauffage des lampes, des accumulateurs.

Ces postes ont rendu de grands services pendant la guerre.

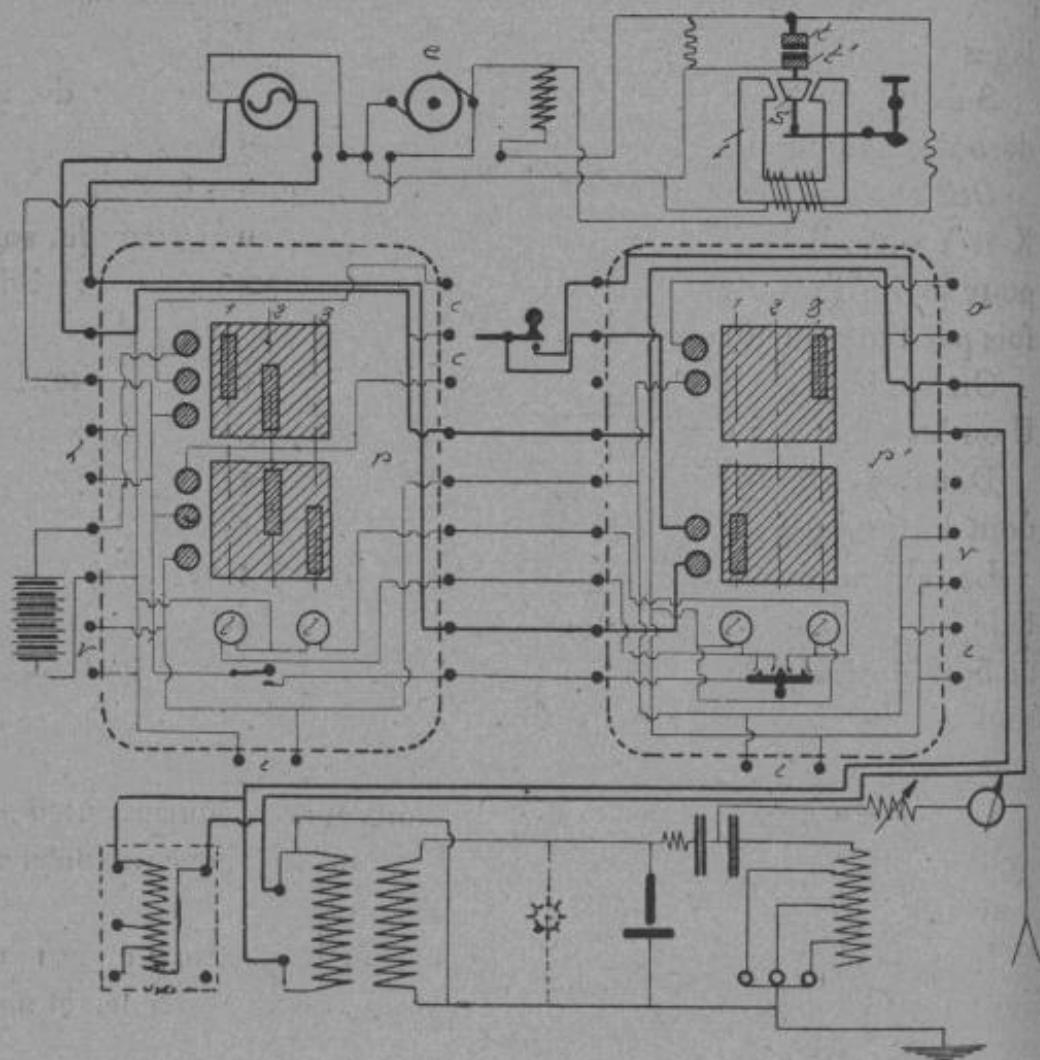


Fig. 295.

Postes à ondes entretenues. — La télégraphie militaire a fait construire des postes à ondes entretenues étudiés dans le but d'être facilement transportables et d'établir des liaisons sûres.

Ces postes diffèrent peu des caractéristiques générales que l'on a données, en étudiant les tubes à vide générateurs d'oscillations entretenues.

Le premier poste (*fig. 296, a*) utilisé pour la télégraphie ou la téléphonie permet des portées dépassant 100 kilomètres.

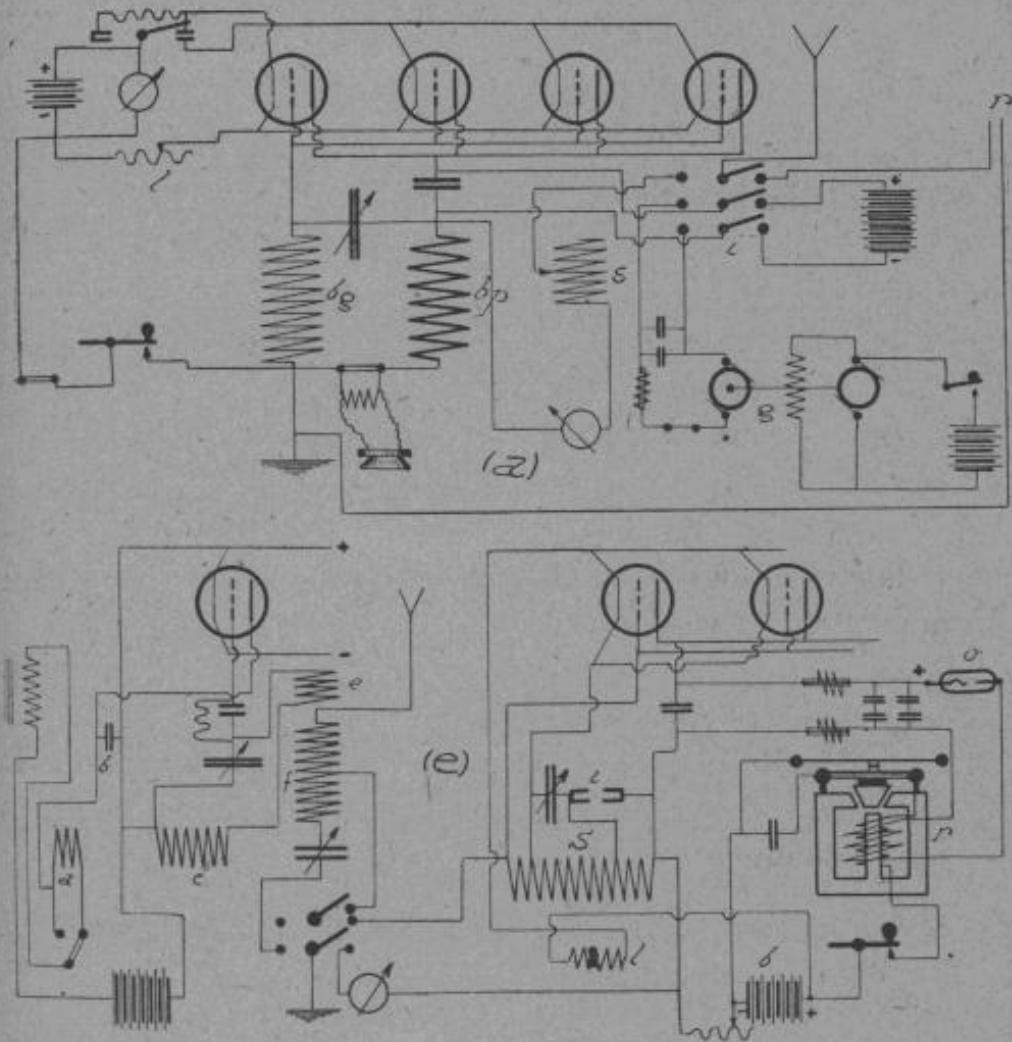


Fig. 296.

La boîte poste comprend 4 lampes montées en parallèle. On emprunte la puissance nécessaire au circuit de plaque, à une dynamo convertisseur *g* ($20^{\circ} - 320^{\circ}$). Le chauffage est fourni par une batterie d'accumulateurs (6 volts, chauffage poussé), et la manipulation s'opère sur le fil de retour.

Les longueurs d'onde de transmission varient entre 600 et 1 720 mètres.

Pour utiliser l'appareil en téléphonie, il suffit d'intercaler le microphone, et de court-circuiter le manipulateur.

A la réception en *r*, les connexions sont établies de telle façon

qu'une seule lampe fonctionne en hétérodyne, le manipulateur est alors court-circuité, et on reçoit sur une boîte spéciale avec amplificateur séparé, et détecteur à tube à vide. L'antenne employée avec ce poste est une antenne dirigée à deux ou trois brins obliques.

L'alimentation du circuit de plaque de l'hétérodyne est opérée à l'aide d'une batterie de 80 volts,

Le deuxième poste (*fig. 296, e*) utilise trois lampes pour la transmission (partie droite) et trois lampes pour la réception (partie gauche). Il fonctionne entre 600 et 1 000 mètres de longueur d'onde, et emploie une antenne en V dirigée. Le chauffage est fourni par un accumulateur à 6^v (chauffage poussé).

Pour éviter le transport de batteries d'accumulateurs à 320 volts, on utilise un vibrateur transformateur *r* et une valve *o* montés sur le circuit de plaque par l'intermédiaire de capacités et de selfs pour atténuer les variations de courant,

En *i* peut être monté un microphone pour des transmissions radiotéléphoniques.

On peut passer rapidement de transmission sur réception. La première lampe fonctionne alors en détecteur hétérodyne, si on intercale la bobine *a*. La deuxième et la troisième lampe sont des lampes fonctionnant en amplificateur.

Les dimensions de ce poste sont extrêmement réduites, et les réglages sont en quelque sorte automatiques.

Ces postes sont munis de contrôleurs d'onde pour effectuer les différents réglages. A cet effet il est nécessaire de faire agir le circuit de choc de ce dernier, de façon à provoquer l'interférence avec les ondes entretenues et à entendre un bruit dans le téléphone.

Les réglages portent en principe sur le couplage (capacité variable) et la mesure de la longueur d'onde transmise. Ces deux mesures devant être opérées en même temps, pour des valeurs proportionnelles, s'effectuent par tâtonnements.

Un ampèremètre thermique installé dans le circuit de l'antenne facilite les mesures à la transmission.

A la réception, on règle le poste de réception sur la longueur

d'onde à recevoir et on règle l'hétérodyne pour une position moyenne.

Ces postes ont été en outre utilisés pour les chars d'assaut et aussi pour les avions. Dans ce dernier cas, la source d'énergie provenait d'une génératrice montée sur l'aile de l'avion et entraînée par une hélice.

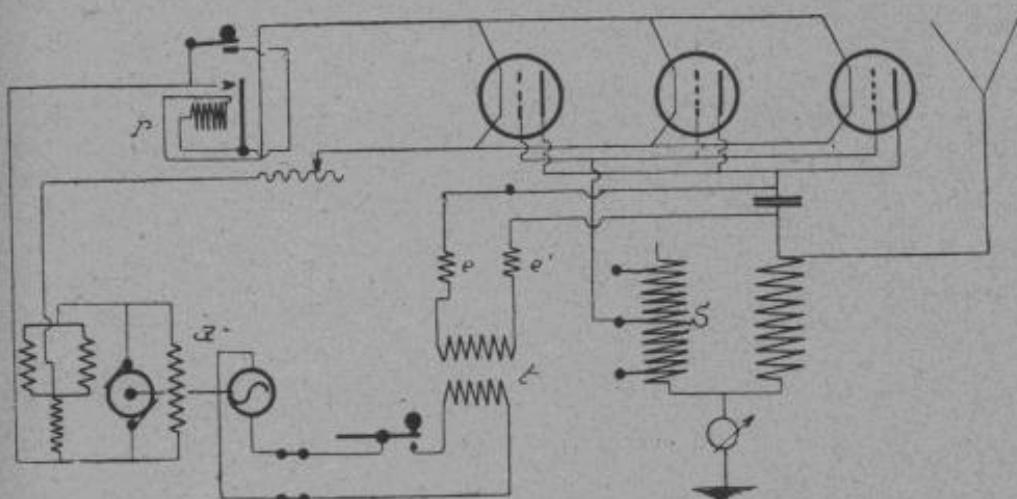


Fig. 297.

Dans un autre système, utilisé sur les avions (*fig. 297*) un alternateur α alimente le circuit de plaque, portant ainsi le potentiel de celle-ci à une valeur positive intermittente, et dépendant de la fréquence. L'excitatrice de l'alternateur assure l'excitation et le chauffage des lampes par l'intermédiaire d'un régulateur de tension r .

L'accrochage est produit par variation d'accouplement, et il est possible d'obtenir trois longueurs d'onde, par variation de la self du circuit de grille s . La manipulation est opérée sur le circuit de l'alternateur. On obtient ainsi des oscillations entretenues interrompues.

Enfin un poste à grande puissance pour télégraphie ou téléphonie sans fil, comporte 7 lampes (*fig. 298*). Les lampes sont alimentées sous une tension de 8 volts, et une génératrice g' fournit du courant au circuit de plaque à 1 000 volts. Le couplage est opéré par induction entre les bobines grille et plaque.

Si l'on veut transmettre par téléphone, on fait agir le micro-

phone sur la grille, par l'intermédiaire de deux lampes montées en amplificateur f et f' . Les plaques de ces lampes sont alimentées sous une tension égale à 160 volts, fournie par la génératrice g' , et par l'intermédiaire d'un potentiomètre.

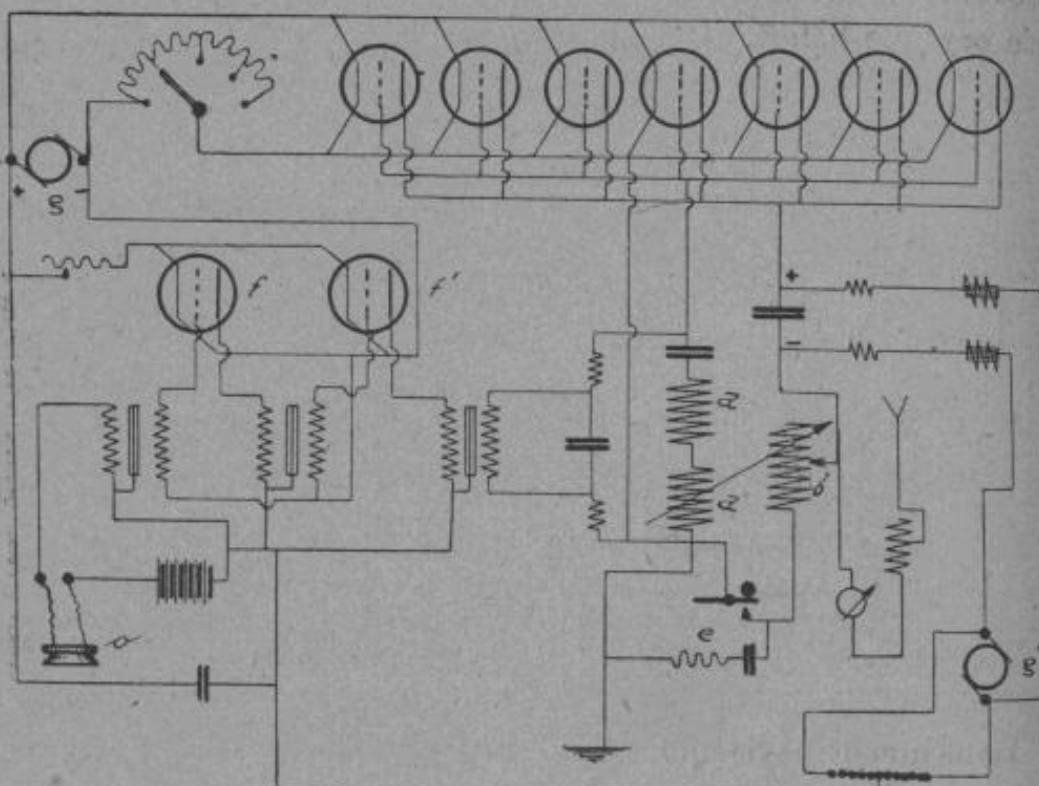


Fig. 298.

Récepteurs. — a) Boîte de réception. — De nombreux systèmes de réception ont été imaginés, basés naturellement sur les principes donnés précédemment.

Pour les postes ordinaires et à ondes entretenues, on utilise des boîtes (fig. 299, a) permettant la marche en indirect par dérivation ou par induction, par l'intermédiaire d'un inverseur e (λ de 250 à 6 000 mètres). Le schéma (b) indique le montage de la boîte de réception construite par la C. G. R. (fig. 300).

C'est une boîte avec primaire et secondaire couplés par induction ; le secondaire peut être rendu apériodique à l'aide du commutateur c . Cette boîte se fait pour des longueurs d'ondes de 200 à 1 100 mètres.

Les détecteurs employés sont, soit des détecteurs à cristaux, soit des tubes à vide.

D'autres boîtes spéciales ont été construites; par exemple des boîtes à couplage par lampe, des postes de réception complets avec détecteur, hétérodyne et amplificateur, etc...

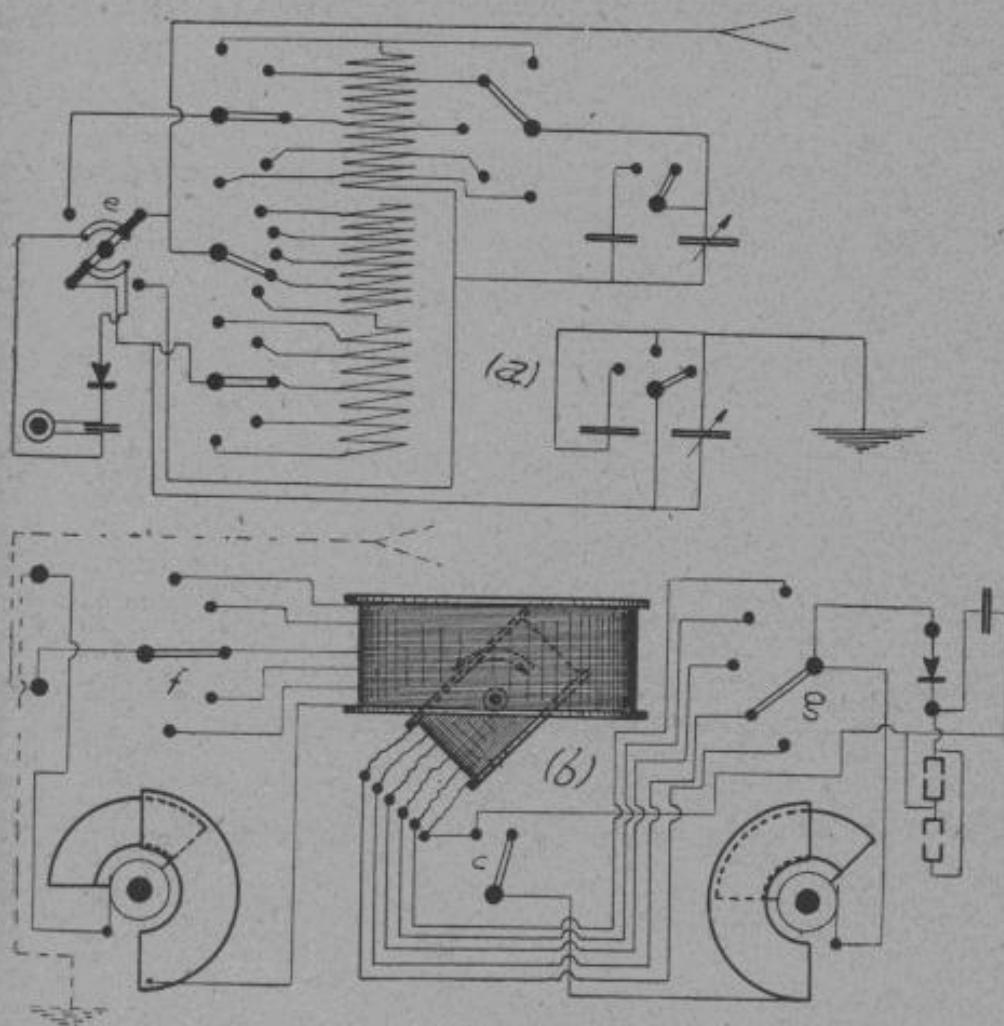


Fig. 299.

b) Postes récepteurs d'avion. — Les premiers postes utilisaient des montages ordinaires de réception, avec détecteurs à galène. Pour éviter les vibrations, la pointe métallique était maintenue dans un petit tube fin assez rigide. Ce système n'a pas donné de résultats satisfaisants; on a alors employé pendant la guerre des postes à lampes, permettant une réception facile.

■ Ces postes récepteurs sont très légers (6 kilogrammes) et très réduits; ils sont généralement alimentés par des accumulateurs

spéciaux, de faible capacité, pouvant être retournés sans inconvenient.



Fig. 300.

Les écouteurs téléphoniques sont munis d'une plaque que l'on serre sur le cuir du casque de l'opérateur.

Le schéma de principe de ces postes est représenté figure 301.

Le montage *a* comporte 3 lampes, dont l'une fonctionne en détecteur ou en détecteur hétérodyne. Le montage *b* comporte

aussi 3 lampes ; la particularité de ce dernier système est que les circuits primaire et secondaire sont couplés en couplage très serré ; le réglage s'obtient par la manœuvre de la capacité secondaire.

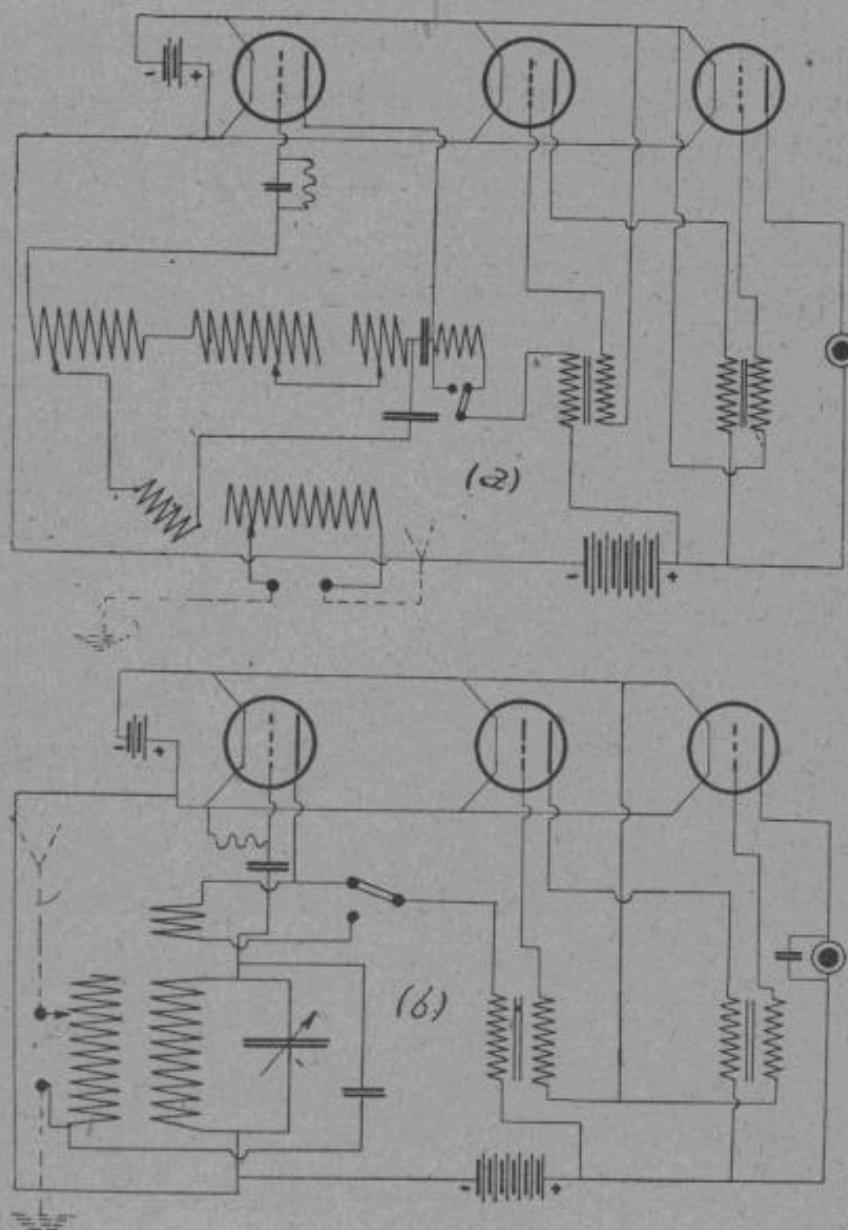


Fig. 301.

Dans certains dispositifs, la réception a été opérée à l'aide d'un galvanomètre à lecture indirecte, par déplacement d'un point lumineux.

3) *Postes radio-goniométriques.* — On utilise les cadres, ou les triangles fermés, mobiles et reliés à des boîtes de résonance (voir

ondes dirigées). A l'aide d'un cadre de 1^m,20 de côté portant 40 spires reliées à une boîte de résonance simple et à un amplificateur à 7 étages (5 étages haute fréquence par résistances et 2 étages basse fréquence, avec lampe détecteur intermédiaire), on a pu inscrire directement sur récepteur Morse jusqu'à 2 000 kilomètres. Au delà de 2 000 jusqu'à 6 000 kilomètres, il faut recevoir sur secondaire, et être très syntonisé.

On a utilisé aussi les systèmes Bellini et Tosi.

Postes de dirigeables. — Les dirigeables sont équipés avec des postes de moyenne et petite puissance (500 watts). Nous représentons le poste construit par la S. F. R. permettant un passage instantané de transmission sur réception, et un changement rapide de longueur d'onde. Le rouet de droite reçoit le fil d'antenne. La partie centrale porte le poste récepteur avec un amplificateur à 2 étages (*fig. 302*).

Marine. — Postes de T. S. F. pour hydravions. — Ces postes sont, soit les mêmes que ceux utilisés pour les avions, soit des postes de plus grande puissance. Le poste d'avion de la S. F. R. de 500 watts comporte un alternateur d'une puissance de 1 100 volts-ampères (tension à vide 125 volts, et 10 ampères) tournant à 4 000 tours et excité par une petite génératrice, dont le circuit magnétique est commun avec celui de l'alternateur. L'entraînement de l'alternateur est obtenu par hélice, et un frein permet d'immobiliser cette dernière.

La manipulation a lieu sur le circuit alternatif basse tension.

L'ensemble d'émission comprend le transformateur, et un circuit oscillant monté avec éclateur à impulsions. Ce circuit permet trois longueurs d'ondes et est couplé par induction avec le circuit radiateur (300, 375 et 450 mètres).

Postes de bord de la C. G. R. — En plus des stations radiotélégraphiques à grande puissance établis dans différents ports, un grand nombre de bâtiments de la marine militaire, des cargos et des paquebots possèdent des postes de la C. G. R. à étincelles rares, ou des postes à système musical.

En général ces postes sont installés dans une cabine spéciale

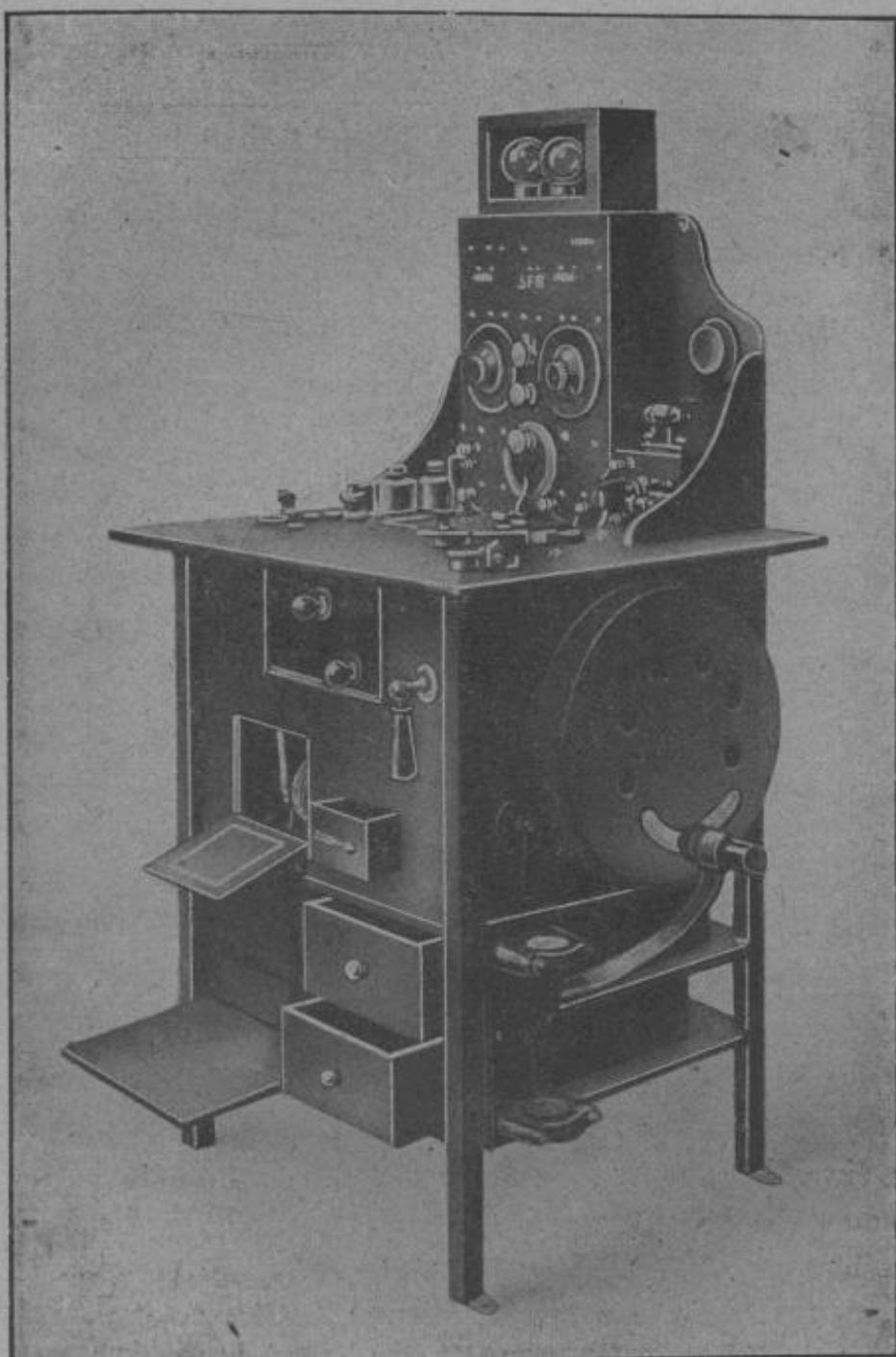


Fig. 302.

divisée en deux parties, l'une contenant les appareils à haute tension et l'autre les appareils de réception, l'alternateur, les tableaux de commande et le manipulateur.

Le schéma de montage d'un poste de transmission et réception est représenté en *a* (fig. 303).

Le transformateur *t* comprend deux bobines qui peuvent être reliées en parallèle ou en série, suivant la tension dont on dispose (120 ou 240 volts). Le secondaire est aussi à deux bobines.

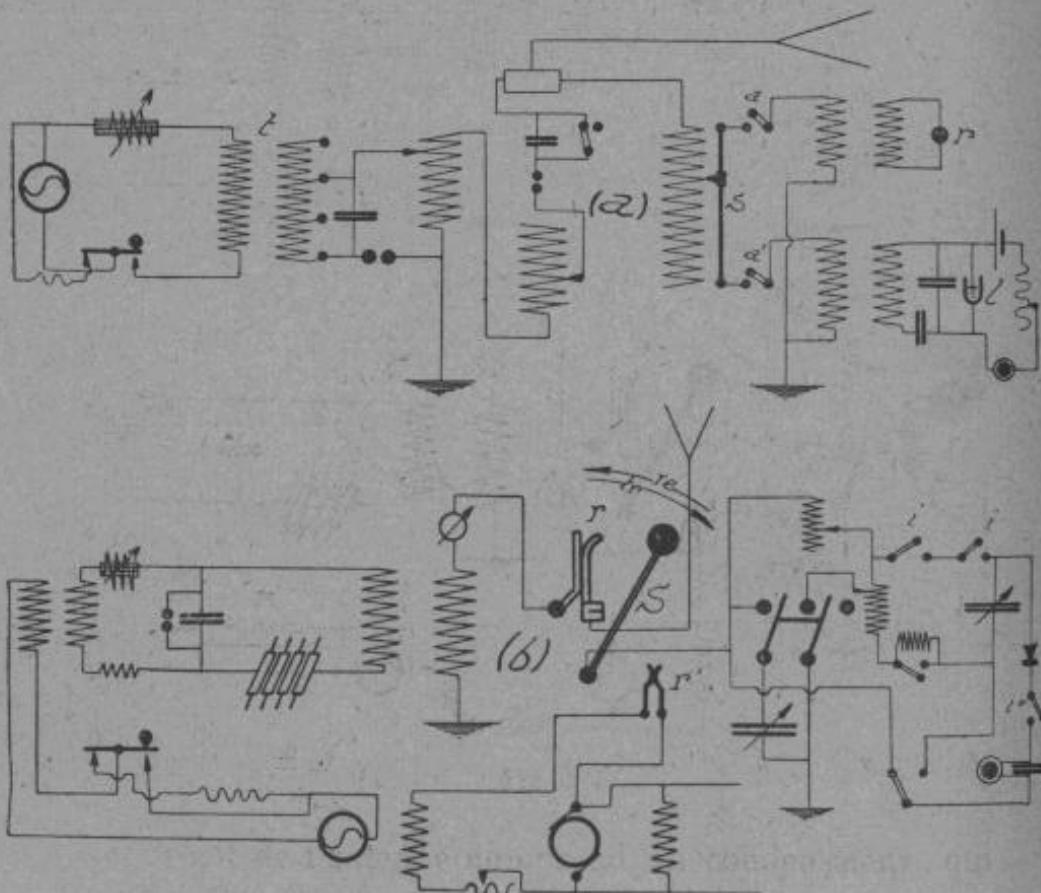


Fig. 303.

Le circuit de l'antenne comprend un condensateur, qui peut être court-circuité et un petit éclateur.

Les longueurs d'onde peuvent varier entre 300 et 750 mètres.

Pour la réception, on utilise, soit un détecteur électrolytique *l* soit un détecteur magnétique *r*. La réception est à excitation par induction.

Le deuxième poste *b* est à excitation par impulsions, et la longueur d'onde peut varier entre 300 et 600 mètres ; c'est l'un des plus récents (portée 600 kilomètres), avec poste de secours.

L'alternateur est monté avec manipulateur, à résistance intercalée pendant les arrêts.

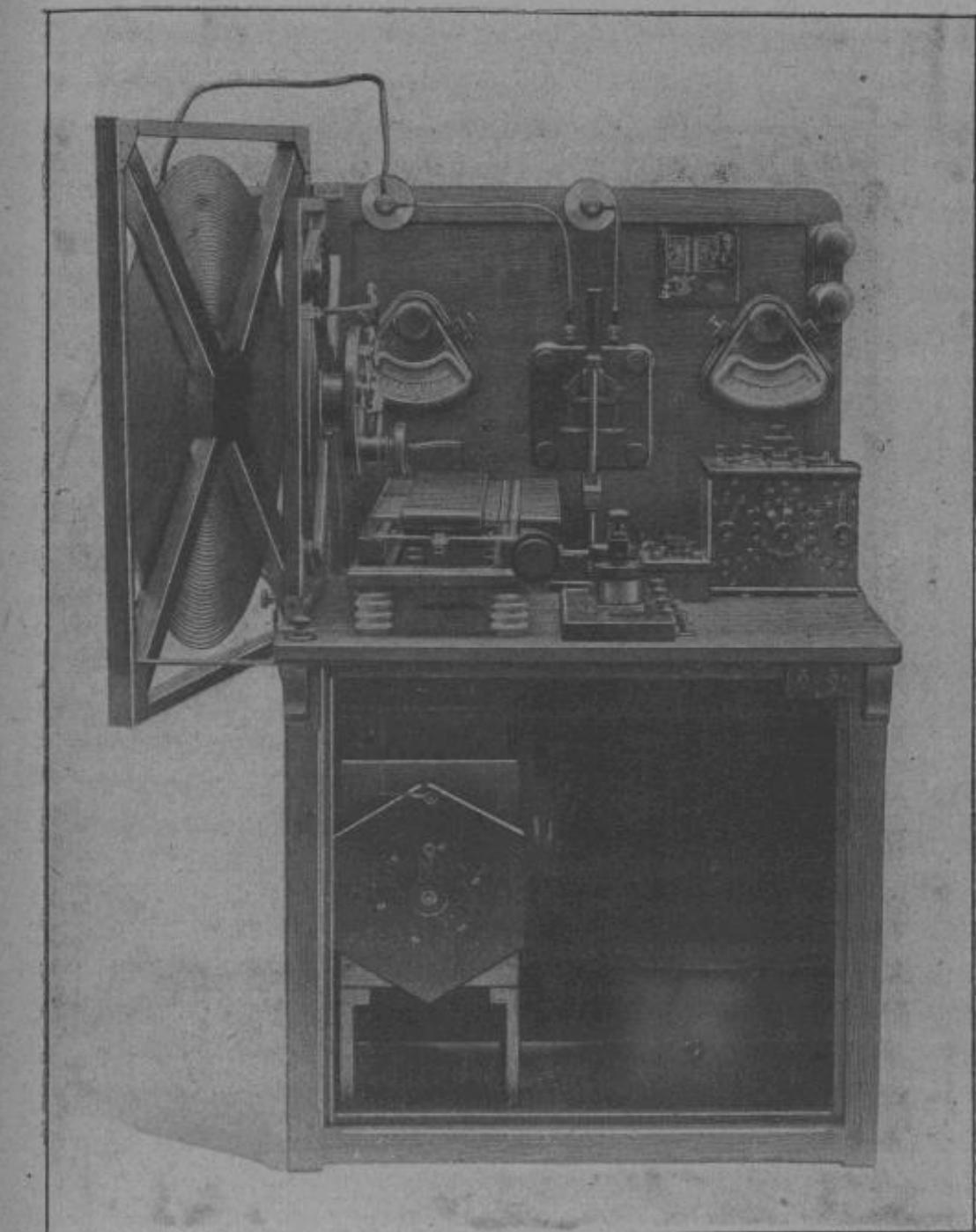


Fig. 304.

Un commutateur S permet de passer facilement de transmission sur réception (les interrupteurs $i'i''$ sont fermés par s).

La figure 304 représente un poste de 2 kilowatts.

La figure 305 représente un poste de réception à couplage par induction (manette centrale).

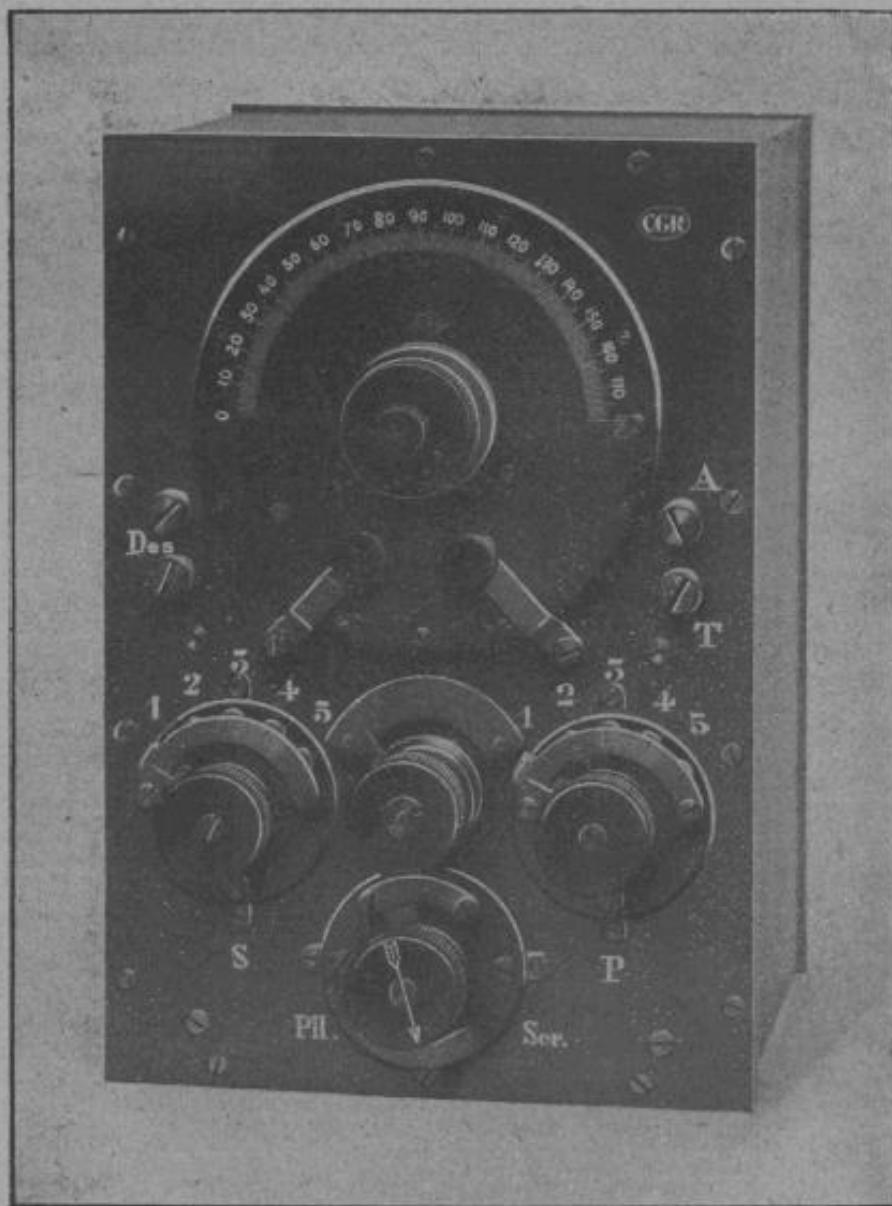


Fig. 305.

La figure 306 représente un poste de réception en deux parties pour cuirassé, la partie supérieure correspond aux différents détecteurs que l'on peut mettre en circuit à l'aide de la manette de droite, et la partie inférieure représente le poste de réception proprement dit.

Postes de la S. F. R. — Les postes se divisent en plusieurs catégories suivant les bâtiments auxquels ils sont destinés.

La disposition générale dans la cabine est la même ; comme

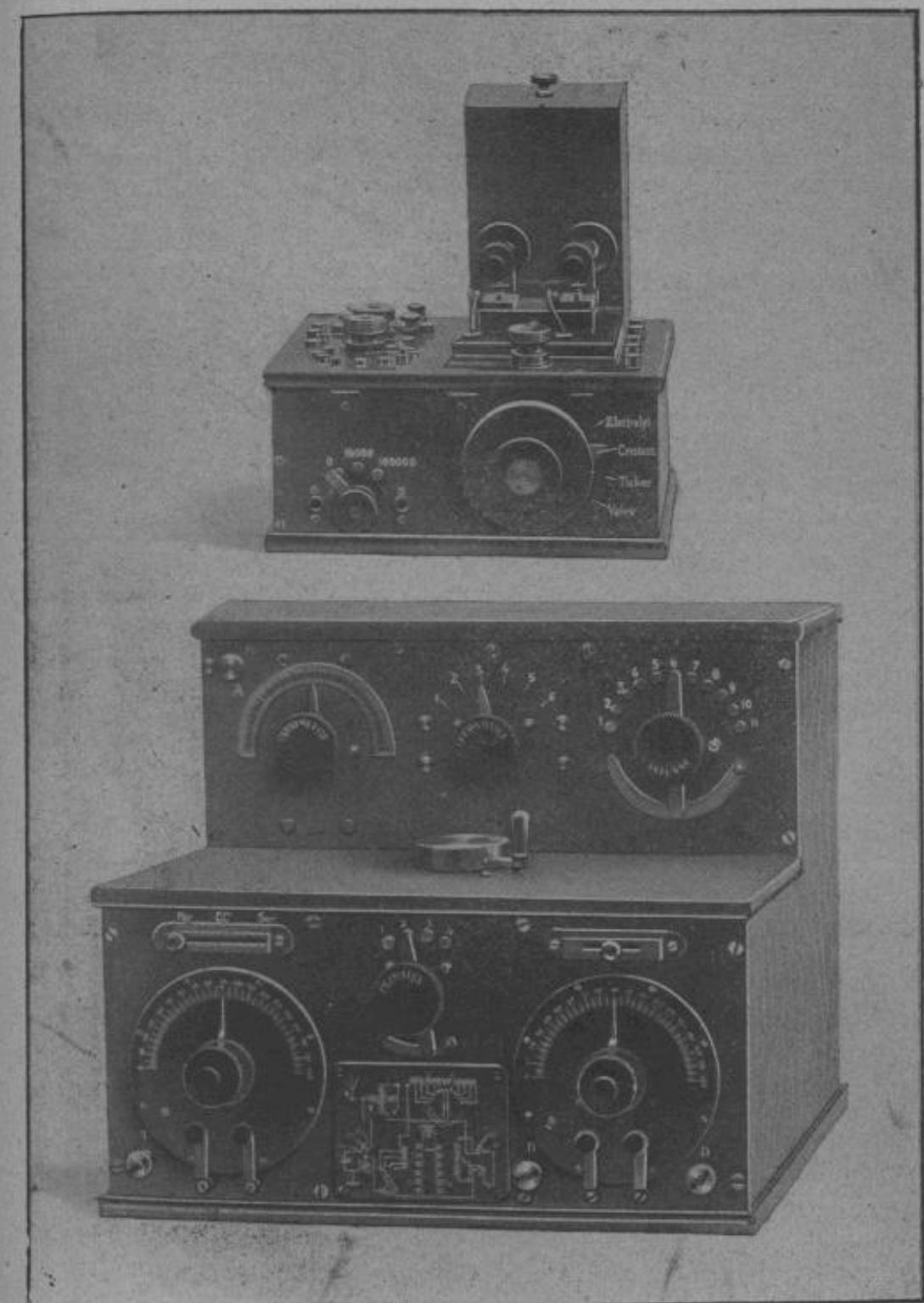


Fig. 306.

précédemment, celle-ci se divise en deux parties (*fig. 307*) com-

tenant l'une le circuit oscillant *i*, le transformateur *t*, l'éclateur (avec soufflerie) *h* et la self d'antenne. Dans l'autre, on dispose les appareils de commande pour la transmission *a*, *b*, *r*, *g*, le manipulateur *e* et la boîte de réception *f*.

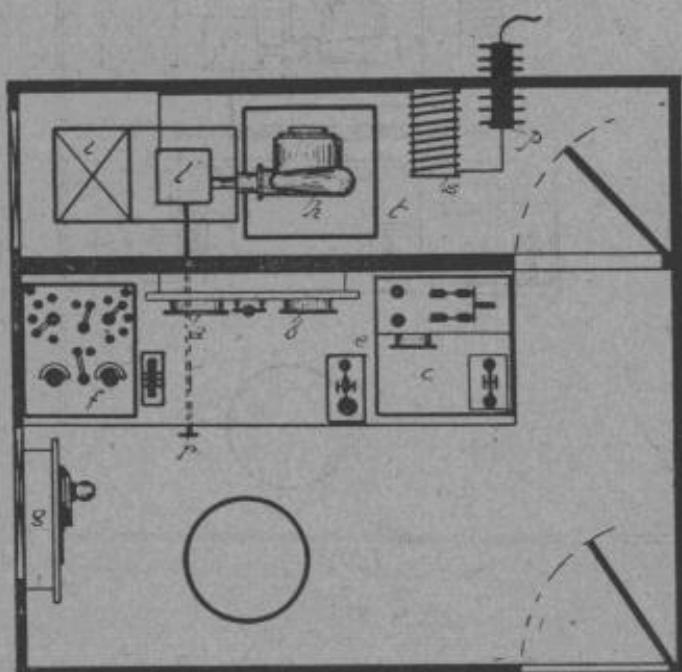


Fig. 307.

En *c* se trouve disposé le poste de secours généralement composé d'une simple bobine d'induction reliée à l'éclateur ou à un éclateur spécial (portée minimum correspondant au type du navire). Les antennes utilisées sont à T et la longueur d'onde varie entre 300 et 600 mètres. La masse est constituée par des rubans de cuivre rouge fixés sur la coque du navire.

Le poste (*a*) pour petit bâtiment est à manipulation sur le circuit d'excitation de l'alternateur à résonance (Béthenod). Le manipulateur ferme le circuit d'un électro-aimant *e* réalisant ainsi la jonction entre l'antenne et la masse. Le passage de transmission sur réception est automatique, par suite de cette manœuvre (fig. 308).

Le dispositif *b* (type à onde unique) utilise aussi un alternateur à résonance entraîné par un moteur électrique alimenté par la distribution électrique du bord.

Pour amortir le bruit des étincelles l'éclateur est enfermé dans un coffret hermétiquement clos.

La manipulation s'effectue par court-circuit d'une résistance réglable.

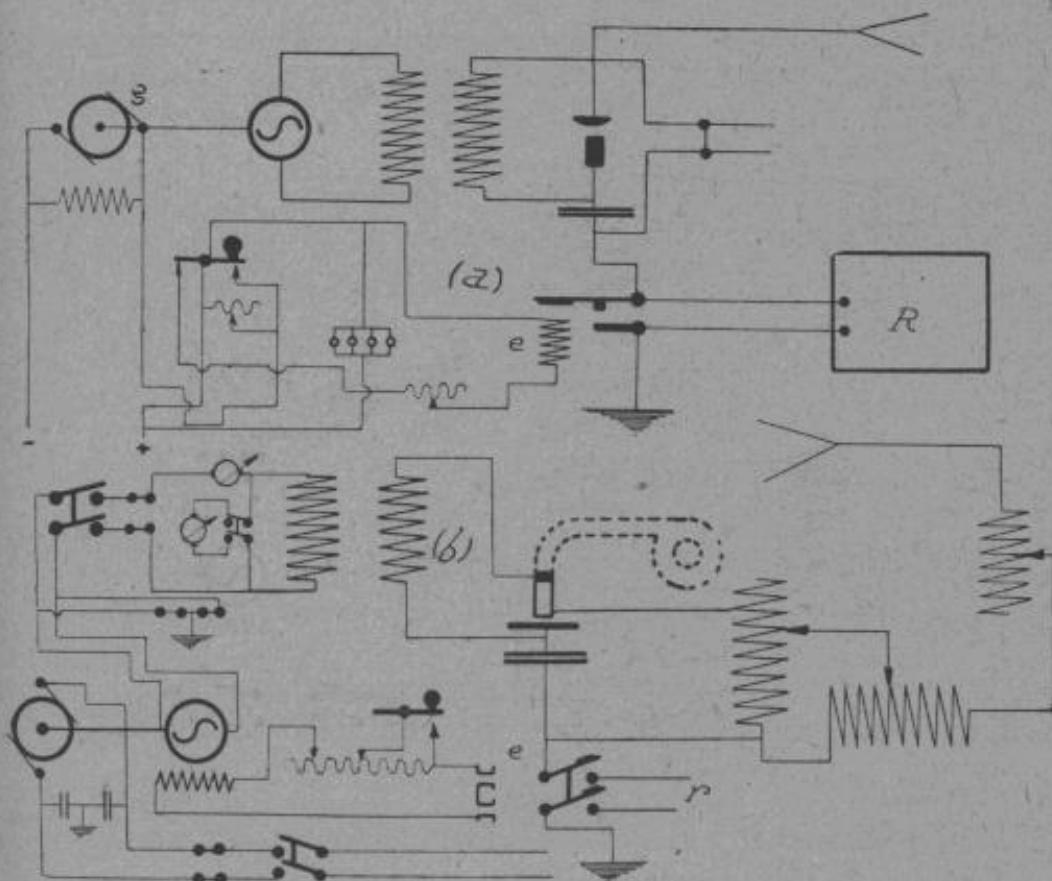


Fig. 308.

Le passage de transmission sur réception est opéré par le commutateur *e*.

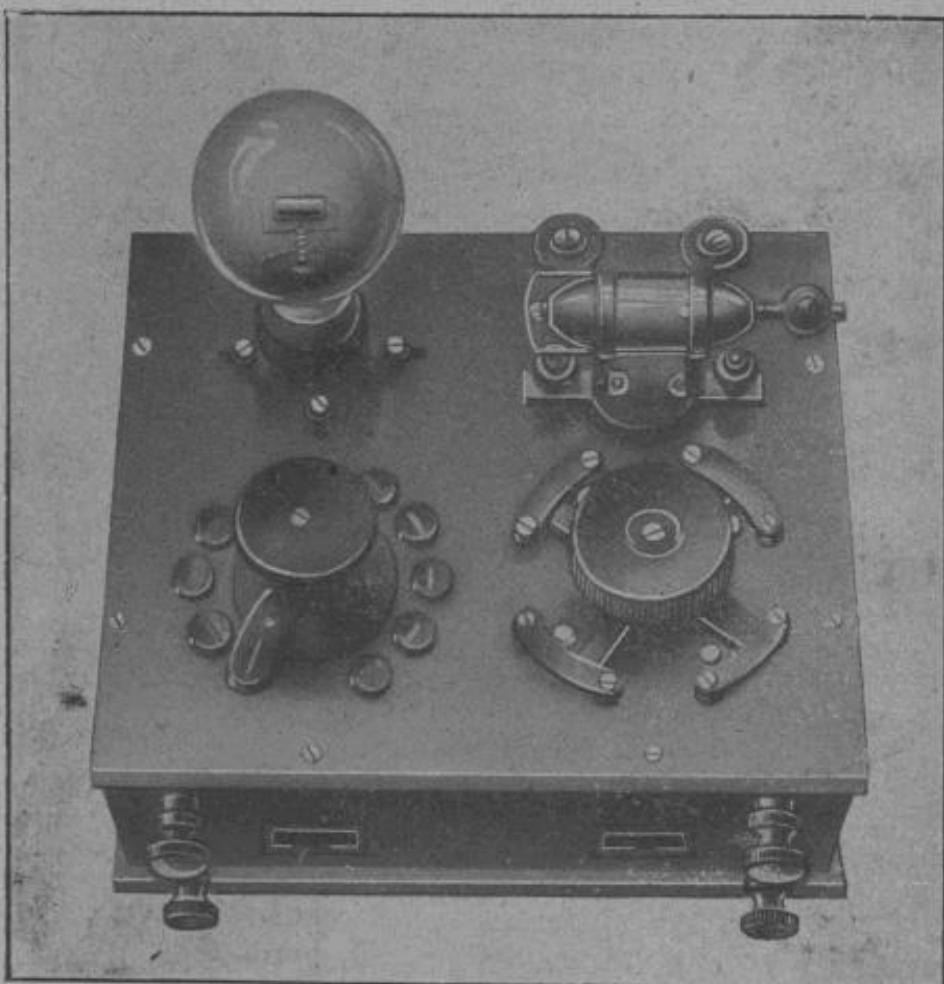
Le récepteur est du type ordinaire, avec emploi de détecteurs à galène, électrolytique ou à tube à vide (fig. 309).

Le poste de secours peut être alimenté par la distribution du bord, mais il doit comporter une batterie d'accumulateurs assurant seule son service pendant au moins huit heures.

Le poste de bord type « cargo » établi pour une portée normale de 400 kilomètres est à émission musicale avec éclateur à impulsion. Il utilise un groupe moteur-alternateur (1 000 v. a.) 5 (fig.

310) alimenté du côté continu par le courant du bord 6. Le courant alternatif alimente un transformateur 9, et le secondaire du transformateur est connecté au circuit oscillant 10.

Le commutateur 15 permet de passer sur transmission ou sur réception.



(Communiqué par le S. F. R.)

Fig. 309.

Le commutateur 3 intercale, soit l'antenne 1, soit l'antenne de secours 2.

Le poste de secours à bobine d'induction 18 peut être alimenté par une batterie d'accumulateurs. Le courant du bord ne doit servir en principe qu'à charger la batterie d'accumulateurs.

Le récepteur utilise le montage par dérivation pour le service de veille, et le montage par induction pour le service normal.

Une deuxième boîte porte les détecteurs à cristaux et à tubes à vide.

Le poste type « paquebot » est identique, mais les appareils sont plus puissants et permettent des portées de 600 kilomètres, avec longueurs d'onde de 300 à 600 mètres.

Le groupe convertisseur absorbe du côté continu 20 ampères sous 120 volts.

Postes Magunna.

— La société des Télégraphes Multiplex construit des postes à étincelles musicales et à excitation par choc de $0^{kw},2$ et $0^{kw},4$ alimentés par des batteries d'accumulateurs de 10 volts ou par de petites génératrices.

Ces postes sont destinés aux petits bâtiments, ou sont utilisés comme postes de secours (*fig. 311*).

Le montage électrique est celui d'une bobine d'induction, dont le courant pri-

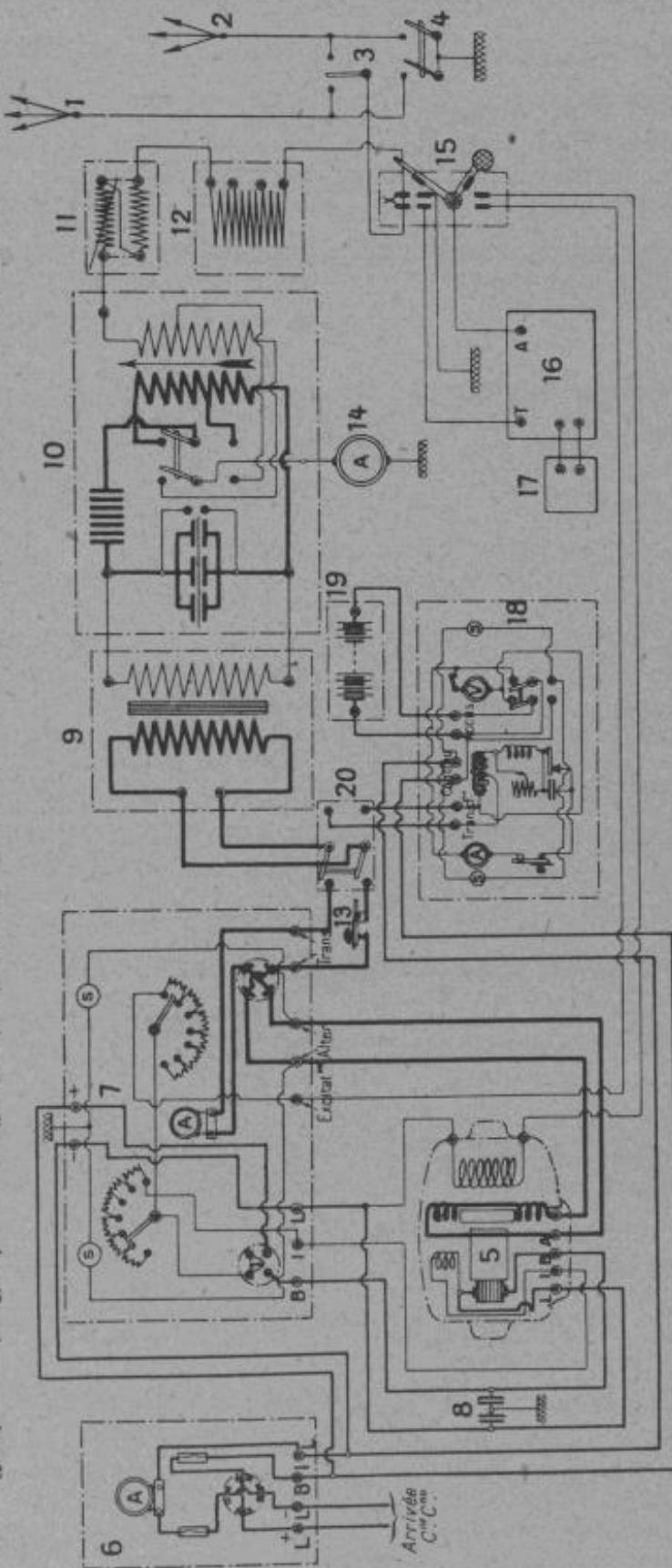


Fig. 310.

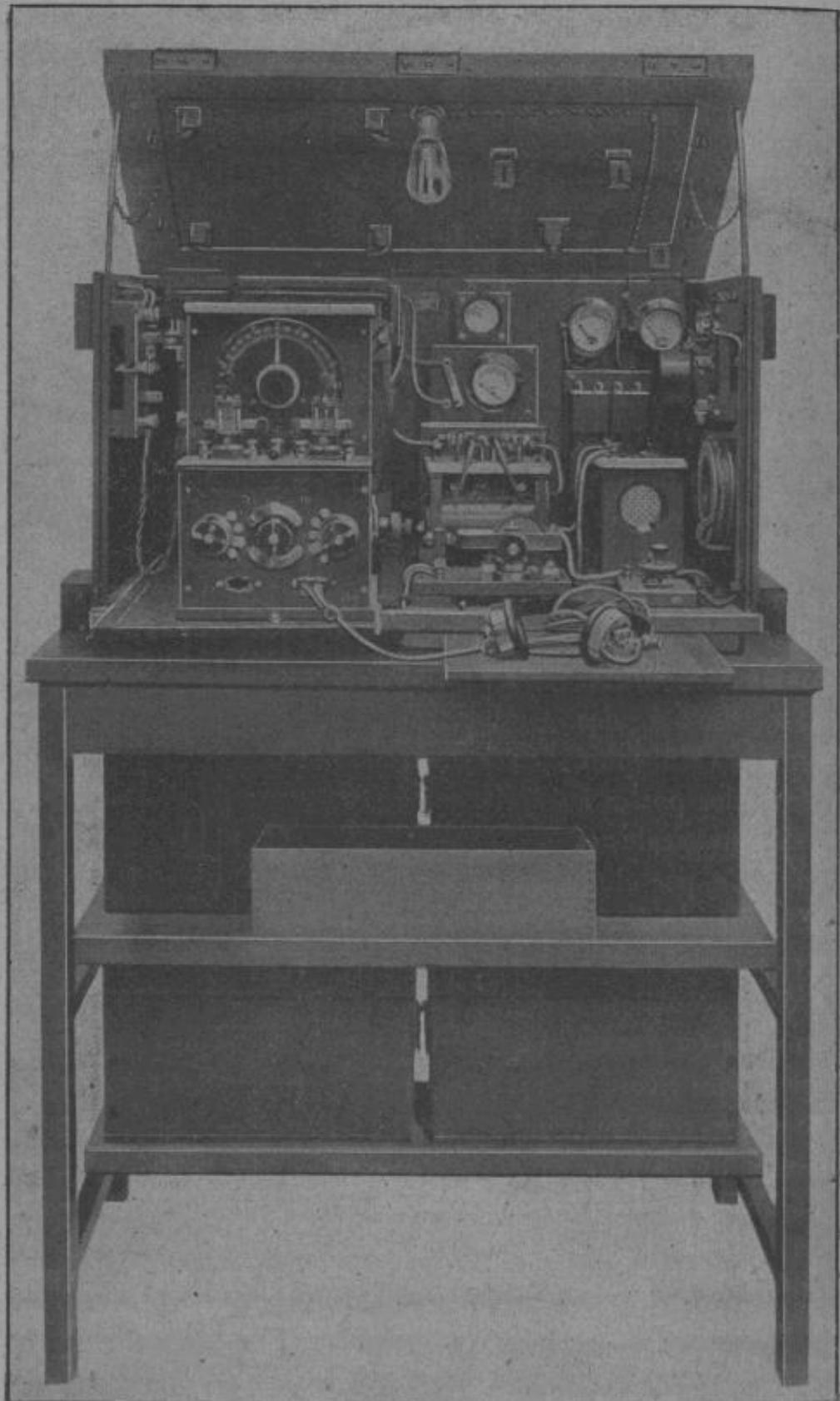


Fig. 311.

maire est interrompu par un diapason, (la vibration étant entretenue mécaniquement ou électriquement).

Le schéma de montage partiel d'un poste de 0^{kw} , 2 est montré figure 312.

Le montage de la transmission est à onde unique. Les récepteurs employés avec ces postes sont à montage par induction, avec secondaire apériodique à accouplement variable. On utilise généralement un détecteur en circuit et un détecteur de secours.

Postes de bord des grands paquebots. — A bord des grands paquebots, le poste radiotélégraphique est d'une puissance supérieure aux postes étudiés précédemment. Nous donnerons comme exemple l'installation radiotélégraphique de l'*Imperator* réalisée par la compagnie Telefunken.

Les appareils sont disposés dans cinq chambres situées sur le pont supérieur du navire et sont

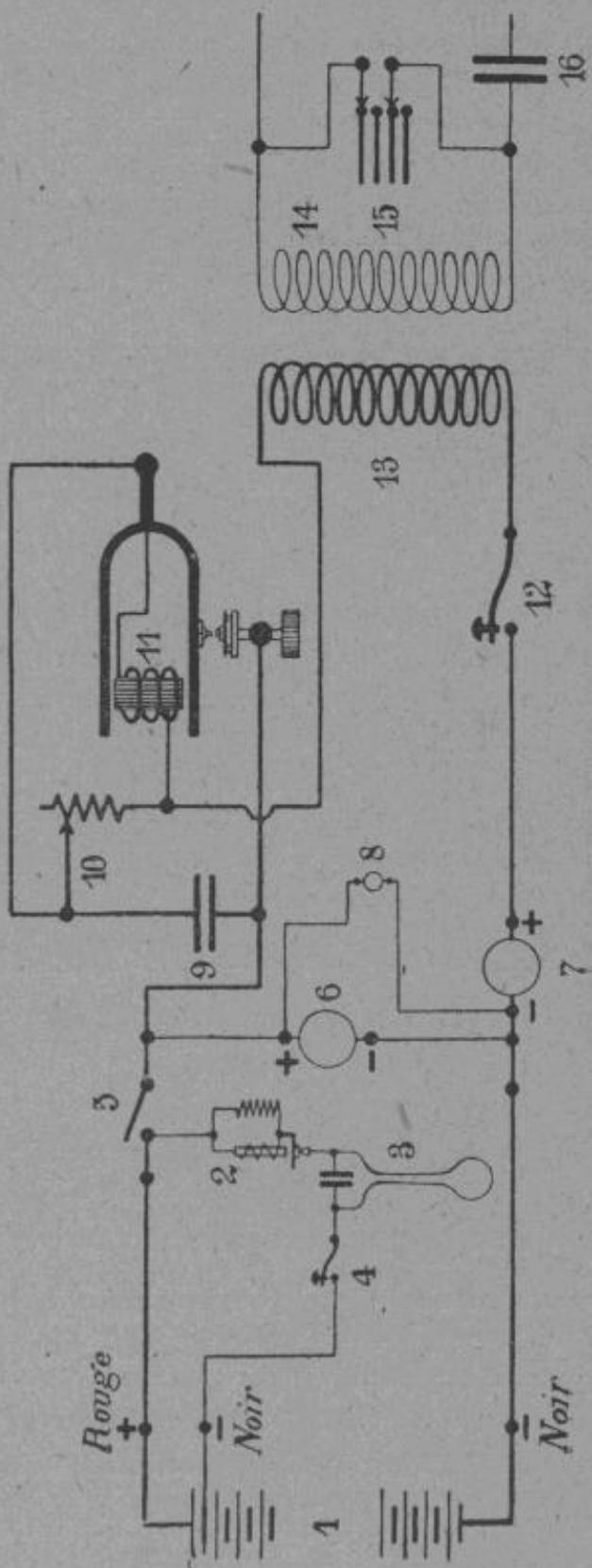


Fig. 312.

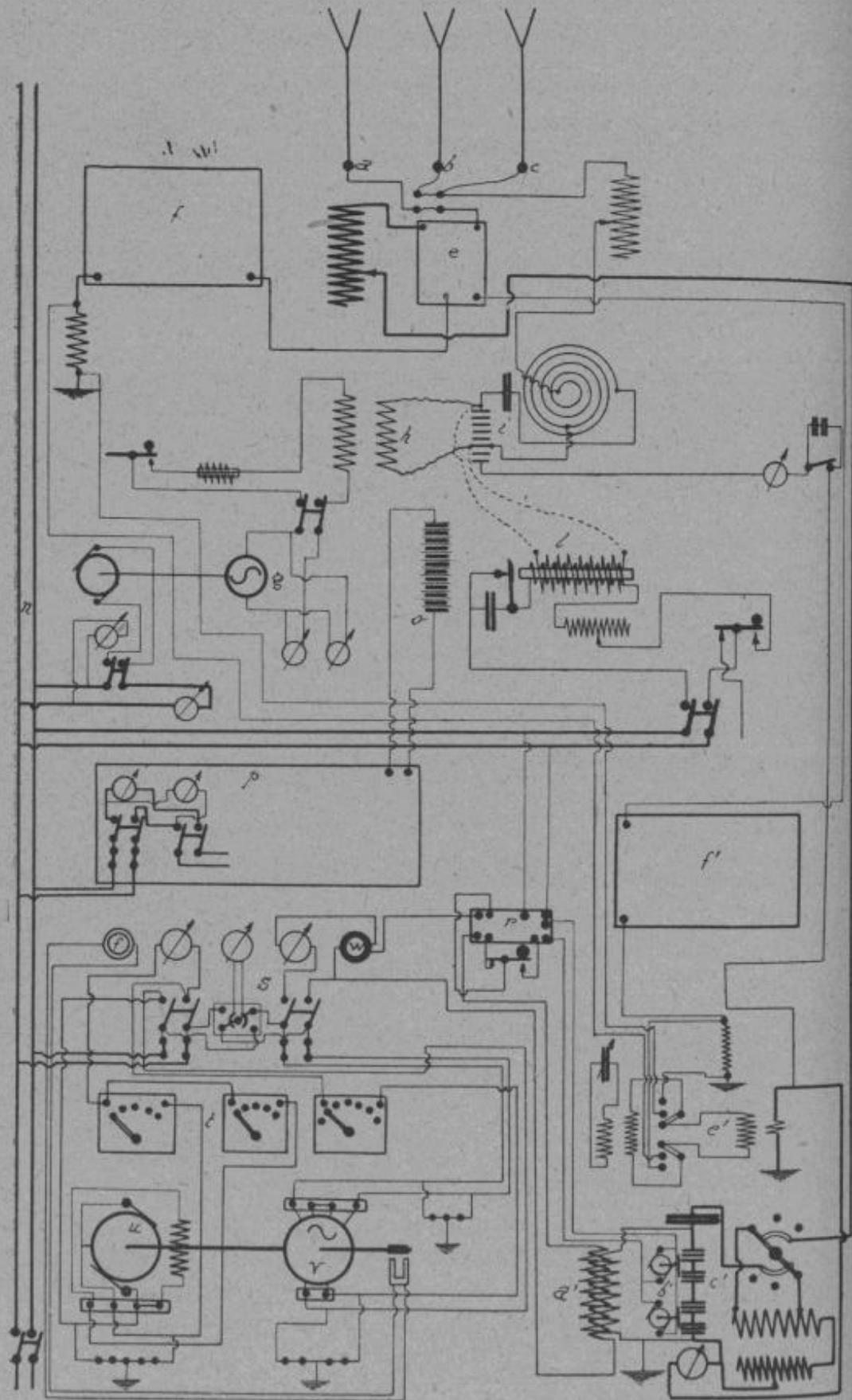


Fig. 313.

reliés à trois antennes *a*, *b*, *c* (*fig. 313*), deux principales et une de secours.

Le dispositif d'émission comprend : un grand poste à excitation par choc *u*, *v*, — *u'*, *v'*, *c'* ayant une portée comprise entre 1 500 et 3 000 kilomètres, un petit poste *g*, *h*, *i* dont la portée est de 600 à 1 200 kilomètres et un poste de secours *l* de 200 à 400 kilomètres.

Deux appareils de réception *f* et *f'* correspondent aux deux postes principaux. L'installation est complétée par un contrôleur d'onde *e'*, un dispositif automatique de passage sur réception *e* et un tableau d'éclairage *p*.

Radio-phares. — Les signaux lumineux ne pouvant être perçus par temps de brume, on a pensé à utiliser la radiotélégraphie pour envoyer des indications aux navires concernant les récifs ou la distance du navire à la côte.

Les radio-phares sont des postes émetteurs de signaux convenus, et envoyés automatiquement.

La longueur d'onde de ces postes est fixée à 150 mètres au maximum. Ils utilisent généralement comme supports d'antenne, les phares ordinaires, et comportent un matériel d'émission complet avec manipulateur à cames fonctionnant pendant trente heures.

Les signaux permettent aux navigateurs de reconnaître leur position d'une manière suffisante.

Compas radiotélégraphiques. — On ne peut avec le procédé précédent qu'évaluer d'une façon grossière la distance entre le navire et le radio-phare. On utilise alors les procédés de la radio-goniométrie.

On sait que la position d'un poste peut être déterminée de deux façons différentes : soit par recouplement avec deux postes radio-goniométriques fixes et un poste mobile ordinaire, soit inversement avec deux postes fixes et un poste récepteur radio-goniométrique.

Les procédés employés sont basés sur ces principes. Le compas radio-goniométrique de la Telefunken est basé sur la mesure du temps qui s'écoule entre l'envoi d'un signal convenu et d'un autre signal convenu sur antennes dirigées.

Il comprend un poste d'émission (fig. 314, a) dirigeant ses émissions, par l'intermédiaire d'un commutateur tournant, d'abord sur l'antenne centrale hgh' , puis sur les antennes dirigées cef et $c'e'f'$.

Les antennes dirigées sont au nombre de 16 (couples). Le commutateur tourne à une vitesse fixe dans le sens des aiguilles d'une montre, et dirige les signaux d'abord dans l'antenne centrale, puis dans les antennes dirigées diamétralement opposées.

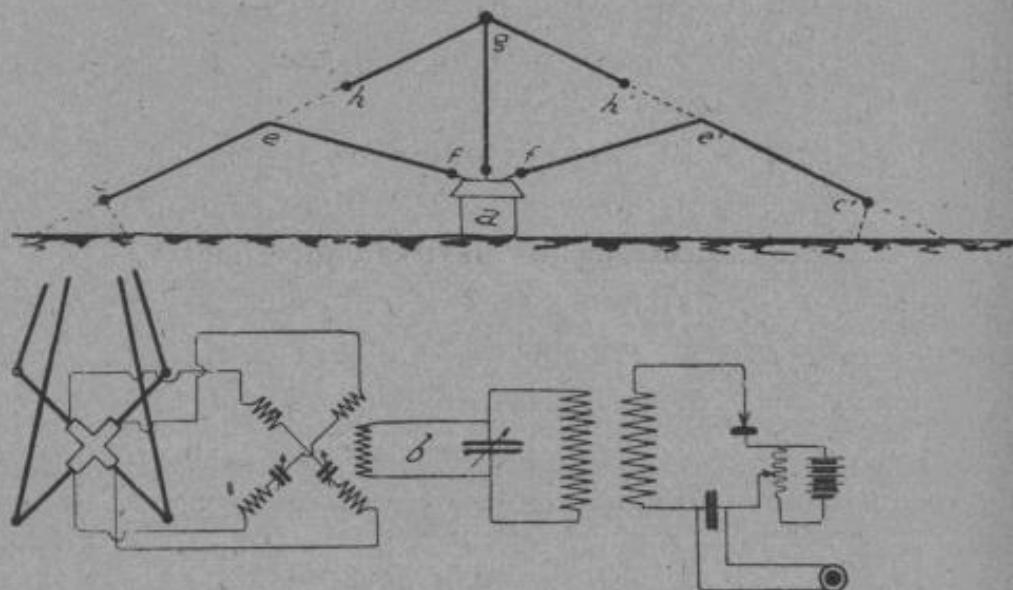


Fig. 314.

Sur le navire, à l'aide de montres réglées et tournant à la même vitesse, on reçoit le signal du temps et les minima ou maxima correspondants aux envois de signaux dans les antennes dirigées.

En faisant plusieurs mesures et en prenant la moyenne, on peut déterminer la position du navire.

Un poste fixe du même genre permettra de déterminer la position réelle du navire.

Le système Marconi emploie le deuxième procédé ; le poste récepteur est représenté par la figure (b).

Remarques. — D'autres procédés ont été imaginés ; ils sont basés sur l'emploi de plusieurs cadres tournants et montés de différentes façons.

Enfin on a cherché à utiliser les radio-goniomètres pour déterminer automatiquement la direction d'un poste. Ce dernier procédé permet l'orientation automatique d'un organe isolé.

Signaux horaires radiotélégraphiques. — On sait que les signaux horaires sont destinés en principe à permettre aux navires et aux observatoires de régler leurs chronomètres sur le temps du méridien origine. Pour déterminer la position d'un navire,

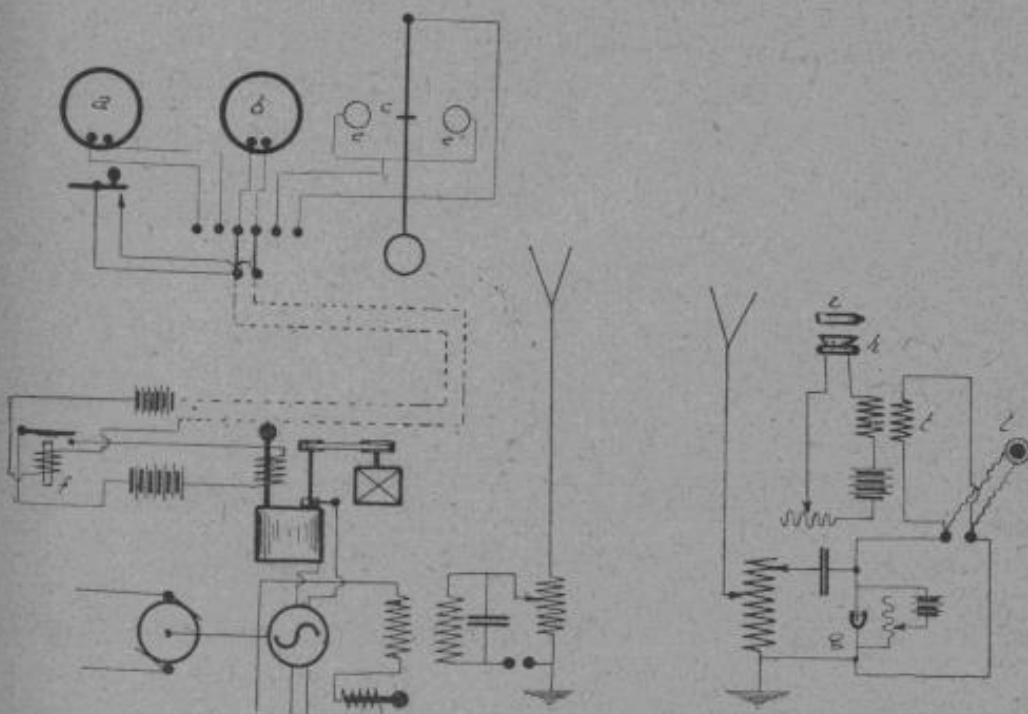


Fig. 315.

c'est-à-dire pour faire le point, il faut connaître deux coordonnées, la latitude et la longitude. La détermination de cette dernière nécessite la connaissance de l'heure du lieu et de l'heure du méridien origine.

L'envoi des signaux horaires est effectué en principe par l'une des deux pendules à contact électrique *a*, ou *b*, et par l'intermédiaire du poste de transmission (*fig. 315*).

Pour la détermination précise des différences de longitudes, on doit connaître l'heure du méridien origine avec une approximation de quelques centièmes de seconde. On obtient ce résultat par

L'envoi d'émissions rythmées commandées par un pendule à entretien électro-magnétique.

Le dispositif de commande est constitué par deux cercles *e* et *e'*, que vient toucher un contact *c* fixé sur le pendule. A chaque battement du pendule, le relais *f* est actionné et commande le système émetteur qui envoie un signal bref. On applique alors la méthode des coïncidences de Borda en réglant le pendule de façon à ce que les battements se produisent à 1 seconde $\frac{1}{100}$ par exemple.

A la réception, on superpose dans un même récepteur téléphonique *l* les battements du pendule de la station émettrice, et ceux du chronomètre *i*, à comparer, en transmettant le bruit des battements de ce dernier par l'intermédiaire d'un microphone *h*, monté dans le circuit primaire d'un transformateur *t*.

Remarque. — La maison Ancel construit un enregistreur à trois électro-inscripteurs, dont le premier est actionné par le poste récepteur, le second par un pendule à contact électrique, et le troisième par un électro-diapason. Cet appareil permet d'effectuer graphiquement les comparaisons entre les signaux, mais il exige un poste récepteur pour enregistrement.

Essais de téléphonie sans fil sur trains. — Ces essais effectués en Amérique ont donné de bons résultats. Le téléphone a l'avantage, dans ce cas, de supprimer l'opérateur, mais la communication doit être sûre et nette pour une distance minimum égale à 80 kilomètres, les postes fixes de transmission et de réception étant distants de 80 kilomètres.

Le poste mobile comporte un système émetteur à éclateur *e e' e''* triple (*fig. 316*) et à électrodes en tungstène constituées par des disques parallèles de 19 millimètres de diamètre. L'arc se produit à air libre. Le circuit radiateur est constitué par une antenne tendue horizontalement et reliée d'autre part au rail.

La réception se fait sur lampe *l* à 3 électrodes.

Des essais récents effectués avec les tubes à vide ont montré qu'il était possible de réaliser des intercommunications donnant toute sécurité.

Systèmes de protection des trains. — De nombreux systèmes radiotélégraphiques de répétition des signaux ou d'indication de signal fermé ont été imaginés. Ces systèmes doivent assurer une sécurité absolue. Il semble assez difficile de réaliser cette condition d'autant plus que le fonctionnement doit être automatique.

La majorité des appareils construits n'ont pas donné de résultats satisfaisants.

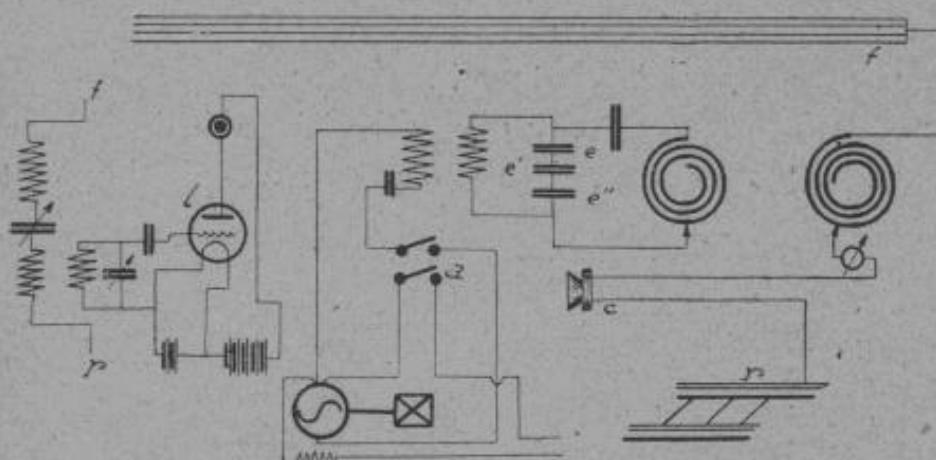


Fig. 316.

Télémécanique sans fil. — La télémechanique consiste à produire des effets mécaniques à distance.

Par l'intermédiaire de fils, il est assez commode de réaliser des actions à distance. On sait que la base du principe consiste à envoyer une plus ou moins grande série d'impulsions, chaque impulsion commandant au récepteur un dispositif d'avancement pas à pas.

Il semble qu'il soit possible de réaliser les mêmes actions à distance à l'aide de la radiotélégraphie.

On conçoit facilement que s'il devient possible de déterminer la rotation d'un commutateur commandant ces circuits, il sera facile de manœuvrer, un dispositif quelconque par l'intermédiaire de ces circuits.

Le mécanisme construit par M. Branly en 1905 était formé d'un axe portant des disques interrupteurs, commandant les circuits à des moments définis par les contacts du disque.

Le cohéreur actionné par les ondes envoyées agissait sur le relais de travail qui fermait le circuit d'un autre relais par l'intermédiaire du disque interrupteur et du contact correspondant. En réalité dans ces conditions, on ne savait quel circuit était fermé et il était nécessaire d'établir le synchronisme entre les disques et un indicateur placé au poste transmetteur. On avait disposé alors un simple poste transmetteur automatique au poste récepteur qui avertissait l'opérateur que tel disque rentrait en contact ; il appuyait à ce moment sur le manipulateur pour provoquer l'envoi du signal de travail.

On conçoit que ce premier dispositif présentait de réels inconvénients, auxquels il fallait ajouter les atmosphériques et les ondes étrangères.

En réalité il semble difficile d'éviter complètement les deux derniers inconvénients dans tout système de télémechanique.

M. Gabet a étudié un dispositif de télémechanique sans fil, qu'il a appliqué à la direction des torpilles.

L'organe récepteur proprement dit (*a*) doit être tel que l'action perturbatrice des ondes de longueur d'onde différente et des parasites, soit évitée. Il faut aussi que les étincelles dues aux appareils de commande locaux ou aux autres appareils électriques ne provoquent pas sa mise en fonction (*fig. 317*).

En principe, l'organe transmetteur est un simple manipulateur manuel ou automatique envoyant régulièrement un nombre plus ou moins grand de points.

L'appareil récepteur, distributeur (*b*) est un commutateur basé sur le principe du contact retardé. Il se compose d'un levier *f* oscillant portant un cliquet qui fait progresser d'une dent la roue à rochet, après chaque attraction de l'électro-aimant *e*.

Le commutateur *i* est commandé par la roue à rochets.

Le problème consiste à amener le contact du commutateur sur un plot *h*, sans que les circuits des plots intermédiaires soient fermés. A cet effet l'autre extrémité du levier *f* soulève la pièce oscillante *b* à chaque attraction, et ce mouvement a pour effet de rompre le contact principal en *c*, c'est-à-dire d'interrompre le courant principal. Pour empêcher que la pièce *b* ne rétablisse le contact

avant que le commutateur ne soit arrivé sur le plot désiré, celle-ci ne redescend que lentement par suite de l'action du régulateur à ailettes *a*.

On comprend aisément la marche du système. A chaque train d'ondes, l'électro-aimant *e* est attiré et le commutateur franchit un plot ; la pièce *b* n'a pas le temps de revenir à sa position initiale, et le contact en *c* ne se ferme en réalité que lorsque les

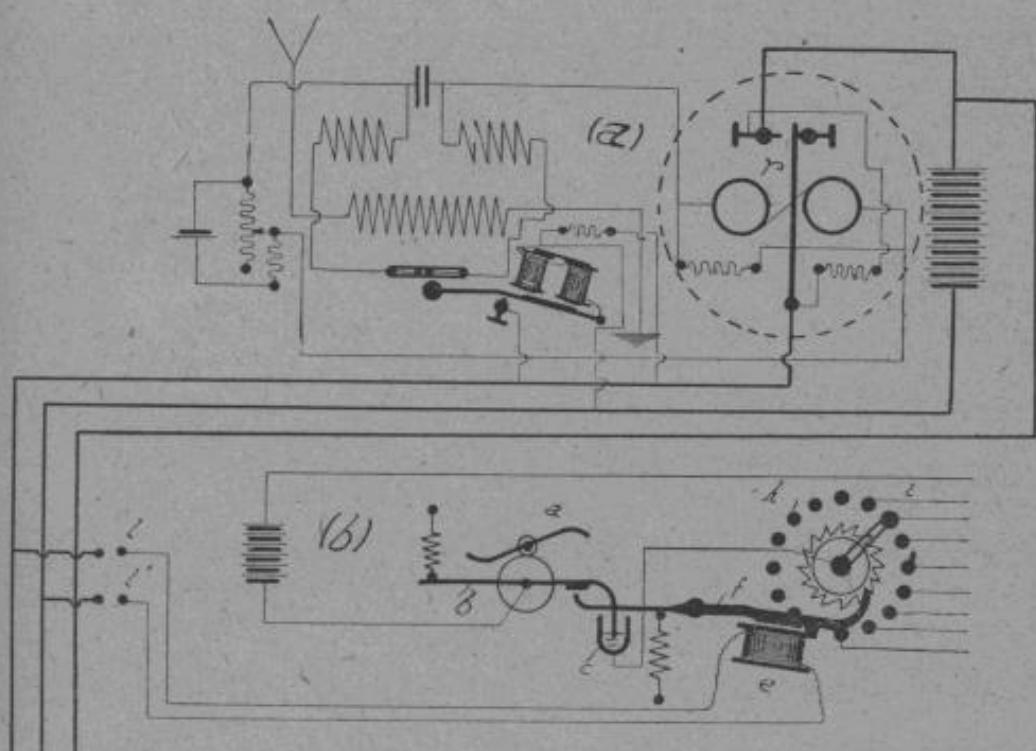


Fig. 317.

trains d'ondes ont cessé d'actionner le levier *f*. Le retard est d'environ deux secondes et demie.

Chaque plot commande un circuit particulier, gouvernail, ailes d'hélices, etc...

M. Torrès y Quevedo a trouvé une solution basée à peu près sur le même principe et permettant de commander plusieurs appareils différents.

Cet appareil appelé le télékine permet de conduire à distance par télégraphie sans fil, les différents organes d'un navire (moteur, gouvernail, etc...).

Le répartiteur est représenté en *c* (fig. 318) et les dispositifs de commande des organes en *e₁*, *e₂*, *e₃*.

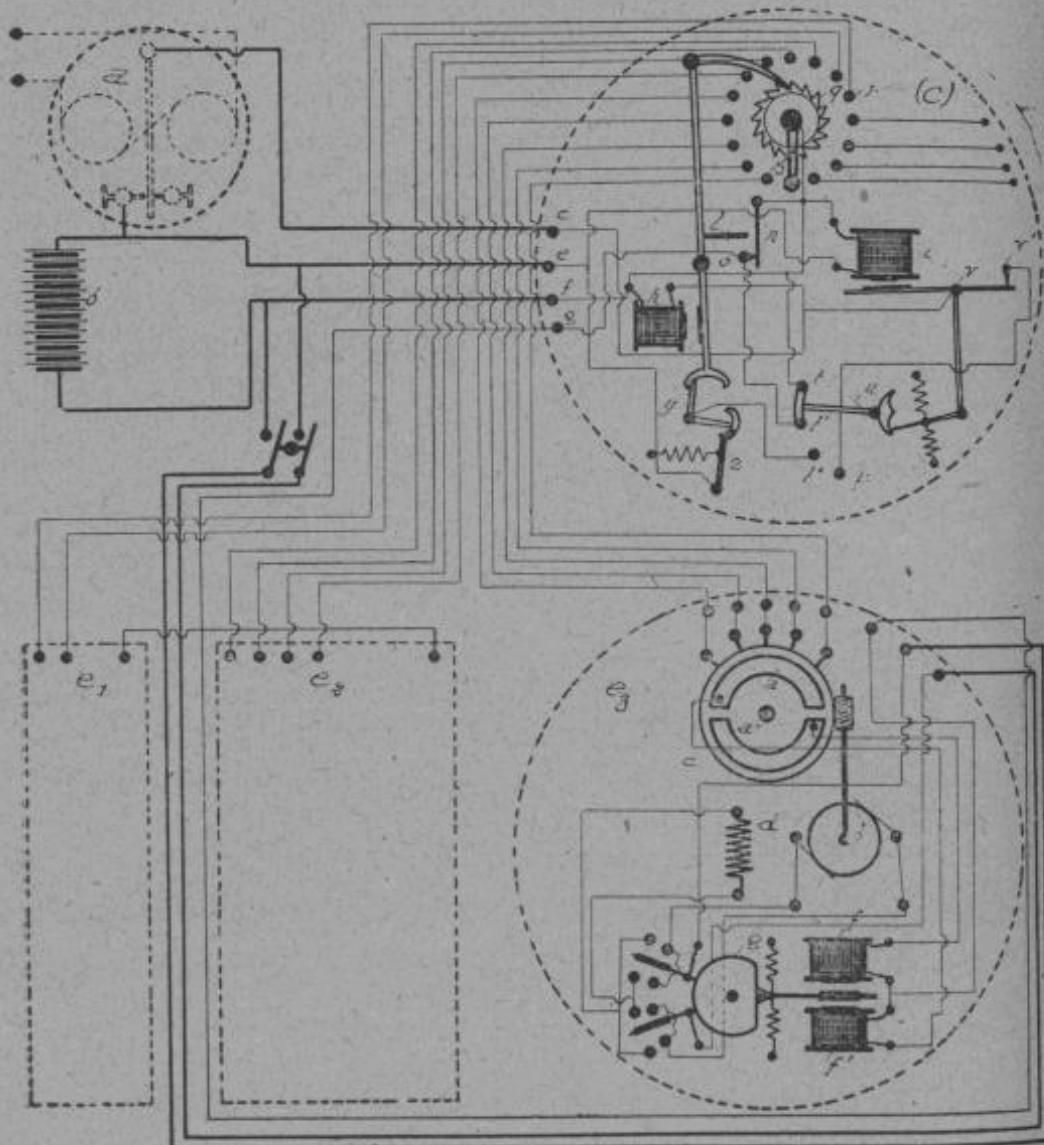


Fig. 318.

Le répartiteur fonctionne comme suit :

Si l'on suppose que le relais *a* soit actionné, il ferme le circuit *fhc*, le levier *l* est attiré et le commutateur *s* avance d'un pas à chaque envoi d'onde agissant sur *a*. Pendant ce même temps l'électro-aimant *i* attire, puis relâche son armature, mais le contact retardé *n* s'établit.

L'électro-aimant *i* agit sur son armature *u* et change la posi-

tion première du circuit *flloie*. La manœuvre se réalise par le circuit *fsegoie*. Quand la manœuvre est terminée, ce dernier circuit est rompu, puisque le circuit est coupé entre *sg* dans le dispositif de commande *e₃*. L'électro-aimant *i* qui était resté attiré, relâche son armature.

Pour ramener l'appareil au 0, un circuit intermittent s'établit en *z* à chaque attraction du levier *l*, faisant avancer le commutateur jusqu'à sa position de départ. Le circuit intermittent est fermé par *fhvv't''t''yze*.

Quand le commutateur est revenu à sa position initiale l'armature de *i* est attirée et coupe le circuit intermittent en *v'*, ramenant le levier *u* à sa position sur *tt'*. Ce circuit sur *i* est fermé par *fie*.

On a dit que la manœuvre s'effectuait par les fils de *e₃* et le fil de retour de *g*. Le dispositif de commande se compose de deux pièces métalliques *a* et *a'* (*e₃*) qui peuvent venir en contact avec les plots fixes reliés au répartiteur. Ces pièces commandent la marche du moteur *b* par l'intermédiaire des électros de changement de marche *f* et *f'*. On conçoit que si le moteur se met en marche dans un sens, il entraînera le disque *c* dans un sens correspondant jusqu'à ce que le contact relié au répartiteur rencontre la pièce métallique *a* par exemple (s'il était en contact avec *a'* précédemment), et change le sens de marche du moteur et en même temps du disque *c*. Il est facile de comprendre que l'arrêt se produira quand le plot sous courant se trouvera entre les deux disques *a* et *a'*.

Ce modèle a été expérimenté sur un bateau, et le dispositif était tel, que par suite d'un dérangement de l'appareil, le bateau s'arrêtait automatiquement.

En dehors des procédés mécaniques que l'on vient de décrire, beaucoup d'autres ont été étudiés, mais les recherches des inventeurs doivent être orientées vers des solutions répondant à la sensibilité et la sécurité du système récepteur. On a proposé l'emploi d'oscillateurs successifs agissant sur des colonnes mercurielles, dont les branches sont placées dans l'axe des bobines.

L'énergie radiante agit sur un tube à la fois ; quand le premier atteint une amplitude déterminée, il provoque la mise en mou-

vement du second et ainsi de suite jusqu'au dernier, qui effectue l'opération.

Mais les meilleurs résultats ont été obtenus avec le tube à vide qui a permis la construction d'amplificateurs combinés avec des circuits antiparasites, et donnant dans ces conditions le maximum de sécurité et de puissance.

D'ailleurs des essais récents ont été couronnés de succès et on est parvenu à commander automatiquement à distance des bateaux, des torpilles, des avions, etc.... D'autres inventeurs continuent les recherches sur les problèmes de la téléphotographie et de la télévision.

Comme nous l'avons déjà dit la télémécanique, d'où dérivent d'ailleurs toutes les applications de commande à distance, peut être aussi facilement résolue avec ou sans fil ; dans ce dernier cas, il faut seulement protéger le récepteur contre les parasites et les transmissions gênantes. Or les transmissions gênantes sont de deux sortes : celles qui sont très puissantes et de longueur d'onde rapprochée de celle employée pour l'intercommunication, et celles qui sont de même longueur d'onde, mais ne doivent pas déclencher l'action.

Pour ces dernières, il faut opérer une sélection mécanique des signaux, c'est-à-dire sur le nombre, le temps et le rythme des on établit alors des résonances mécaniques successives à l'aide de signaux ; diapasons, ou palettes, ayant une période propre de vibration, etc... (voir appel en radiotéléphonie).

La description de tous les systèmes imaginés sortirait du cadre de cet ouvrage.

CHAPITRE XI

RECHERCHE DES DÉFAUTS, RÉGLAGES ET MESURES

Observations générales sur la recherche d'un défaut. — **Recherche d'un défaut dans un poste transmetteur.** — Après avoir effectué les différents réglages, un défaut peut empêcher le poste de fonctionner. Ce défaut peut provenir du circuit d'alimentation, du circuit oscillant d'émission ou du circuit radiateur.

Dans le premier cas, on s'assurera que l'alternateur fonctionne bien à l'aide d'appareils de mesure. On en vérifiera l'isolement s'il y a lieu.

Le mauvais fonctionnement peut provenir du transformateur. Une rupture de l'isolant peut avoir été produite par suite d'une tension disruptive. On remarque alors, principalement dans les bobines de choc du secondaire, un trou quelquefois imperceptible dans l'isolant, par où l'étincelle passe par intermittence. On devra alors réparer avec du papier et de la paraffine. Le défaut est moins fréquent, lorsque le diélectrique est liquide (le liquide se referme derrière l'étincelle).

Dans le circuit oscillant d'émission, on peut rechercher la continuité du conducteur à l'aide d'une batterie et d'un voltmètre. Il faut remarquer que ce que l'on considère généralement comme isolant en électricité, ne l'est pas en radiotélégraphie. Deux corps séparés par un mince diélectrique permettront le passage de courants de haute fréquence en fonctionnant comme capacité. Ainsi deux fils très rapprochés peuvent laisser passer un courant d'intensité assez grande. Ce défaut a pour effet de désaccorder les circuits

et peut, si la tension est suffisante, provoquer une étincelle disruptive. L'isolement en radiotélégraphie se complique donc de phénomènes de capacité.

Si l'on a des doutes sur un isolant, il faut l'essayer dans des conditions les plus désavantageuses (humidité, poussières, etc.).

En ce qui concerne la capacité, il y a lieu de vérifier si le diélectrique n'est pas percé. Le caractère de l'étincelle montre si des oscillations se produisent. On pourra d'ailleurs essayer un condensateur douteux en le montant dans un circuit oscillant auxiliaire et en augmentant progressivement la distance d'étincelle jusqu'à une valeur voulue.

Enfin le défaut peut se trouver dans le circuit radiateur. Dans ce cas, l'ampèremètre d'antenne ne fonctionne pas. Il peut se produire une mauvaise terre, une rupture dans les fils de connexion ou dans les brins d'antenne, ou un mauvais isolement de l'antenne.

Recherche d'un défaut dans un poste récepteur. — La première recherche doit porter sur les connexions, et la continuité des conducteurs ; on l'effectue à l'aide de galvanomètres et de batteries. On doit employer de préférence une batterie à haut voltage et un voltmètre correspondant, car il arrive souvent (couplage variable) qu'un ou plusieurs brins isolés d'un fil du primaire ou du secondaire soient rompus. On vérifie alors la résistance.

Ce qui été a dit au sujet de la capacité s'applique à la réception. On constate souvent dans les boîtes de réception usagées, que le condensateur est bon à l'essai au voltmètre, alors qu'un courant très faible passe entre les armatures (poussières d'aluminium ou de cuivre dues aux frottements). On vérifie alors la charge et la décharge du condensateur à l'aide d'un galvanomètre. On peut même, pour une capacité assez grande, le décharger par étincelle en reliant les deux armatures par un fil que l'on rapproche lentement.

Enfin le défaut peut provenir du détecteur ; dans ce cas un essai simple consiste à faire agir un buzzer à petite distance. Si on emploie un détecteur à cristal le défaut peut provenir de poussières accumulées sur le cristal. On le nettoie alors avec de l'éther.

Le même buzzer peut en général servir à vérifier l'antenne et le poste complet.

Les remarques précédentes, relatives à l'antenne et à la prise de terre, s'appliquent aussi à un poste récepteur.

Le défaut peut aussi provenir du casque téléphonique, du mauvais état des cordons, de la coupure dans les enroulements des électros, de la mauvaise position ou du mauvais état de la membrane.

Si on emploie des tubes à vide, on peut aussi essayer les appareils (détecteur, amplificateur) à l'aide d'un buzzer (voir chapitre des tubes à vide pour les défauts).

Remarque. — Dans tout poste de transmission ou de réception, il est nécessaire de prévoir un interrupteur de mise à la terre de l'antenne.

Précautions à observer dans les postes de transmission. — Il y a lieu dans les postes de transmission de prendre certaines précautions de protection pour les opérateurs. En général les appareils à haute tension doivent être rassemblés dans une chambre spéciale avec dispositifs de sécurité (coupes-circuits, etc.).

Pour des courants de fréquence de 25 à 100 périodes par seconde, il y a danger à s'approcher des organes de transmission.

Au-dessus de 12 000 périodes par seconde les courants alternatifs sont inoffensifs et produisent juste des brûlures. Ces dernières peuvent être assez graves, lors d'un contact prolongé.

Les étincelles puissantes sont actiniques. Il faut se protéger par interposition d'un verre rouge ou jaune. Par contre les étincelles des postes à impulsion ne sont pas actiniques, l'éclateur peut donc être disposé dans la chambre de manipulation.

En cas d'accidents dus aux courants, il faut appliquer le traitement concernant l'asphyxie (respiration artificielle et traction rythmée de la langue).

Mesures. — Mesure des courants de haute fréquence. — Nous avons vu au chapitre I que la mesure d'un courant à haute fréquence était effectuée à l'aide de l'ampèremètre thermique. Celui-ci ne doit pas rester en circuit; on ajoute alors dans les

postes de transmission un interrupteur de court-circuit. Pour des courants supérieurs à 5 ampères on utilise des shunts, mais il faut établir des connexions entre les shunts et les ampèremètres à l'aide de lamelles métalliques courtes.

On a utilisé aussi des transformateurs sans fer, dont le primaire est constitué par un tube en cuivre formant l'axe de la bobine secondaire, qui est montée sur un anneau de bois.

Rappelons que les indications d'un ampèremètre thermique sont relatives, et dépendent :

- 1) de l'amplitude du courant,
- 2) de la période et de l'amortissement des oscillations,
- 3) de la fréquence des trains d'ondes.

Mesure de la force des signaux. — Il est intéressant de connaître la force des signaux reçus par un poste de réception pour déterminer : la portée des postes de transmission, l'effet des conditions atmosphériques, l'efficacité de différents types d'antennes ou de récepteurs, les portées pendant le jour, la nuit ou les saisons.

On emploie plusieurs méthodes. Nous décrirons seulement les principales, la méthode du téléphone shunté, la méthode du galvanomètre, et une application du tube à vide.

Dans la première méthode, on règle le circuit de réception et le détecteur de façon à obtenir le maximum d'intensité dans le téléphone. On shunte alors le téléphone (*fig. 319, a*) par une résistance non inductive qu'on règle jusqu'à ce que les signaux ne soient plus qu'à peine perceptibles. On exprime la force des signaux par la formule : $Af = \frac{Rc + S}{3}$.

Où Af représente le facteur d'audibilité du téléphone shunté.

Rc = résistance (en courant continu) du téléphone.

S = résistance finale du shunt.

Pour des résultats précis, il est nécessaire de faire un certain nombre de mesures et de prendre la moyenne. On peut aussi employer des détecteurs thermiques, genre bolomètre ou bolomètre de Bela Gati (*b*) (mesure de quelques micro-ampères).

Dans la deuxième méthode, pour effectuer des mesures quantitatives, il faut pouvoir enregistrer les signaux au moyen d'un

galvanomètre Enthoven et d'un dispositif photographique. On évite les caprices des détecteurs, en utilisant une lampe montée en détecteur. Le seul inconvénient est l'emploi d'une batterie de plaque.

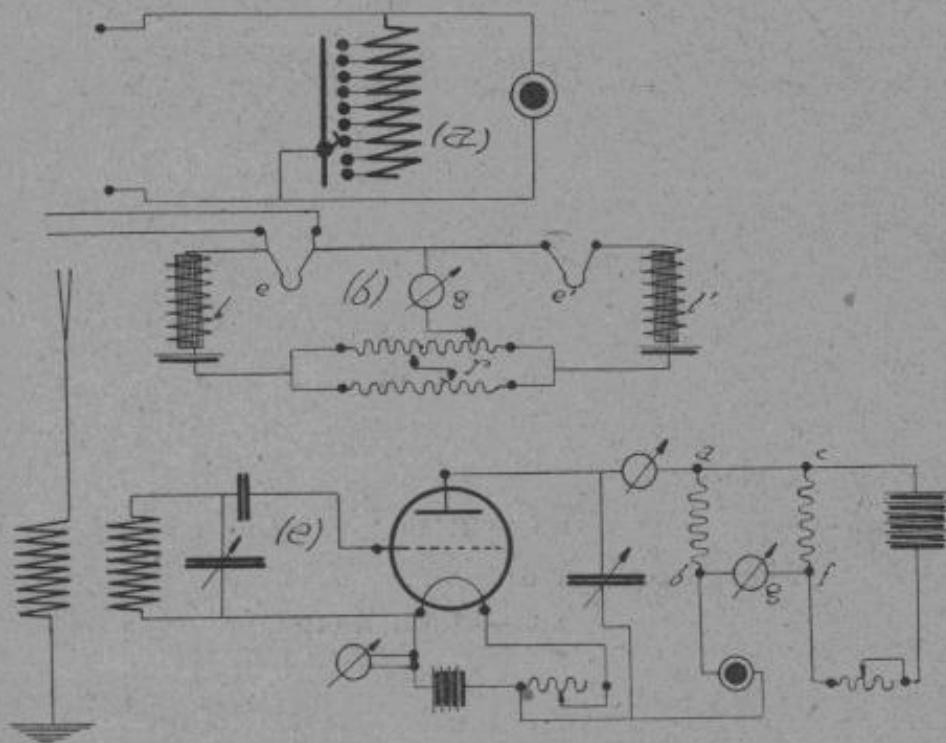


Fig. 319.

On y remédie par le montage (*e*). On emploie deux résistances *ab* et *cf*, entre lesquelles est monté le galvanomètre *g*. On réalise l'équilibrage à l'aide d'une résistance supplémentaire.

Pour des mesures différentes, on devra conserver les mêmes constantes du circuit de réception.

Le Transatlantic Branch du Signal Corps a imaginé un amplificateur destiné aux mesures de la force des signaux. Il emploie une anche en acier, vibrant entre les noyaux d'un électro-aimant. L'amplification est faite par un petit miroir fixé à l'anche, qui sous l'effet des vibrations tourne et projette un rayon lumineux. La déviation est de 2 millimètres sur l'échelle pour une audibilité déterminée par le téléphone shunté égale à 15.

Mesure des longueurs d'ondes. — Circuit oscillant. — On

sait que dans un circuit oscillant faiblement amorti la période des oscillations propres est donnée par la formule de Thomson :

$$T = 2\pi\sqrt{LC}.$$

La longueur d'onde peut être donnée par la même formule. En considérant que $\lambda = VT$ on trouve $\lambda = 2\pi\sqrt{LC}$, si L est exprimé en unités électromagnétiques et C en unités électrostatiques.

Il suffit de se souvenir que :

1 henry (unité de self) = 10^9 centimètres.

1 microfarad = 9×10^5 centimètres.

Les formules données précédemment permettant de déterminer la capacité d'un condensateur et la self d'une bobine, il sera facile de trouver la longueur d'onde d'un circuit oscillant dont la résistance est négligeable.

Pratiquement ce calcul ne peut se faire que dans des cas simples, aussi préfère-t-on agir autrement.

Principe des ondemètres. — Le principe que nous avons déjà exposé consiste à approcher le circuit oscillant à étalonner d'un circuit oscillant à self variable ou à capacité variable. Si le couplage entre le circuit est très lâche, on sait que le courant sera maximum dans le circuit à self variable, par exemple quand les deux circuits seront en résonance, c'est-à-dire si $T = T'$ ou $\lambda = \lambda'$.

Il suffit donc de se servir d'un circuit à self ou capacité variable, étalonné en longueurs d'ondes, et de disposer dans ce circuit, un appareil indicateur tel qu'un ampèremètre thermique ou un tube à gaz raréfié (ce dernier mesure l'augmentation de tension).

L'ampèremètre thermique a l'inconvénient d'exiger une puissance d'émission assez forte et il augmente l'amortissement.

On peut aussi employer pour des mesures pratiques un système détecteur avec téléphone monté sur un circuit apériodique.

Ondemètres. — Les principaux types d'ondemètres sont du type à circuit fermé, et dans la majorité des cas on obtient la variation de période en agissant sur une capacité variable.

Les premiers types d'ondemètres étaient à circuit linéaire coupé

par un ampèremètre thermique. Ces appareils n'étaient pas pratiques pour les grandes longueurs d'onde.

Fleming a imaginé le cymomètre (*fig. 320, a*) composé d'un condensateur *c* formé de deux tubes coulissant l'un sur l'autre. Le tube supérieur porte un curseur mobile *b*. Les déplacements du curseur sont proportionnels aux variations de la longueur d'onde. On reconnaît la résonance à l'aide du tube à neon *e* monté aux bornes du condensateur.

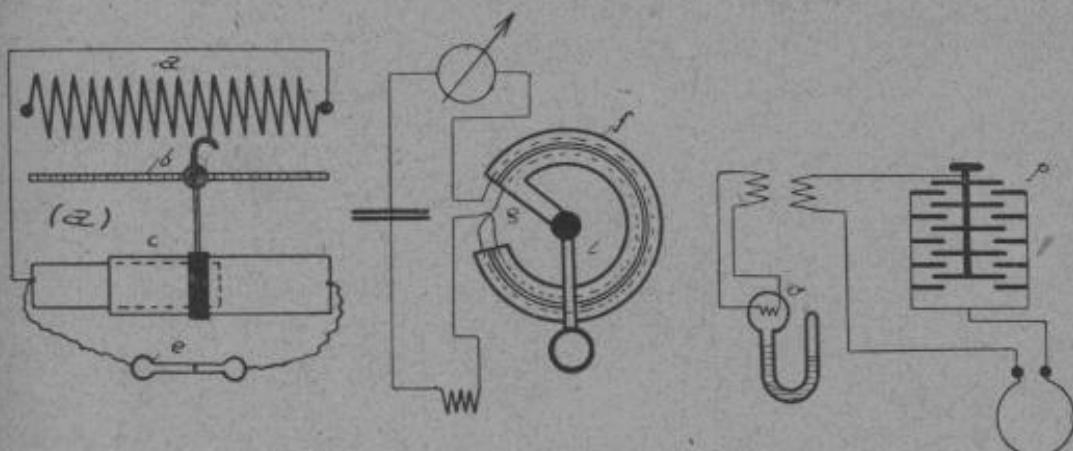


Fig. 320.

L'ondemètre de Doenitz comprend une self fixe et un condensateur *p* variable. Deux spires agissent par induction sur un système de mesure composé d'un thermomètre à air de Riess. Pour obtenir des gammes de longueur d'onde, on peut changer la self intercalée dans le circuit.

L'ondemètre Ferrié est à variation continue de self. Un tube *f* entoure les spires de la self *g* et agit comme un secondaire de transformateur mis plus ou moins en court-circuit. L'appareil de mesure est un ampèremètre thermique.

Le deuxième ondemètre Ferrié est basé sur un principe différent (emploi de deux ampèremètres thermiques).

L'ondemètre de la C. G. R. se compose d'un condensateur variable du genre de ceux de la figure 321, et de bobines de self fixes et interchangeables. Ces bobines peuvent être intercalées à l'aide d'un commutateur ou simplement être connectées séparément.

ment ou en série par l'intermédiaire de prises spéciales (*fig. 322*). Un abaque donne pour chaque self employée, la longueur d'onde en fonction de la graduation du condensateur variable.

Il suffit d'approcher l'on demètre ou la self, du poste de transmission ou du circuit à mesurer, en ayant soin de placer la spire dans des plans parallèles aux plans des spires du circuit à mesurer. Un milliampèremètre indique la déviation maxima.

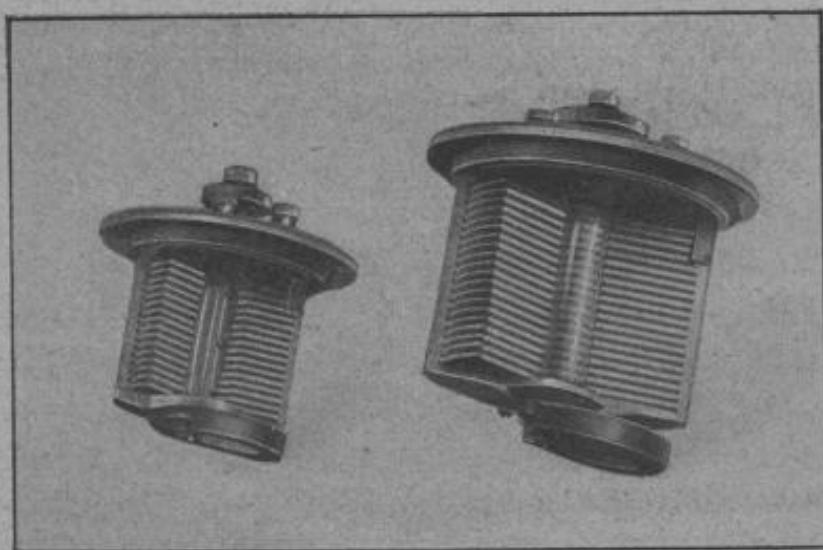


Fig. 321.

Si les circuits à étudier sont des circuits de réception, il est assez difficile de faire usage d'on demètres, dont les appareils de mesure sont peu sensibles. D'autre part il est généralement nécessaire de posséder une source d'oscillations pour effectuer les mesures.

Les nouveaux appareils qui sont d'un emploi fréquent en radiotélégraphie, sont appelés des contrôleurs d'ondes.

Contrôleurs d'ondes. — La compagnie Telefunken a modifié l'on demètre de Doenitz pour permettre son emploi comme contrôleur d'ondes. Elle a simplement adjoint au dispositif précédent, un tube à neon monté aux bornes du condensateur, supprimant ainsi le thermomètre de Riess, et un circuit intercalé à l'aide d'un interrupteur, qui peut produire des alternatives de charge et de décharge du condensateur. Celles-ci produisent des séries d'oscillations de faible puissance et de fréquence variable dans le

circuit étalonné. On peut de cette façon déterminer la longueur d'onde d'un circuit de réception.

Les contrôleurs d'ondes construits actuellement dérivent du même principe. Ils peuvent être utilisés en ondemètres ou en contrôleurs d'onde.

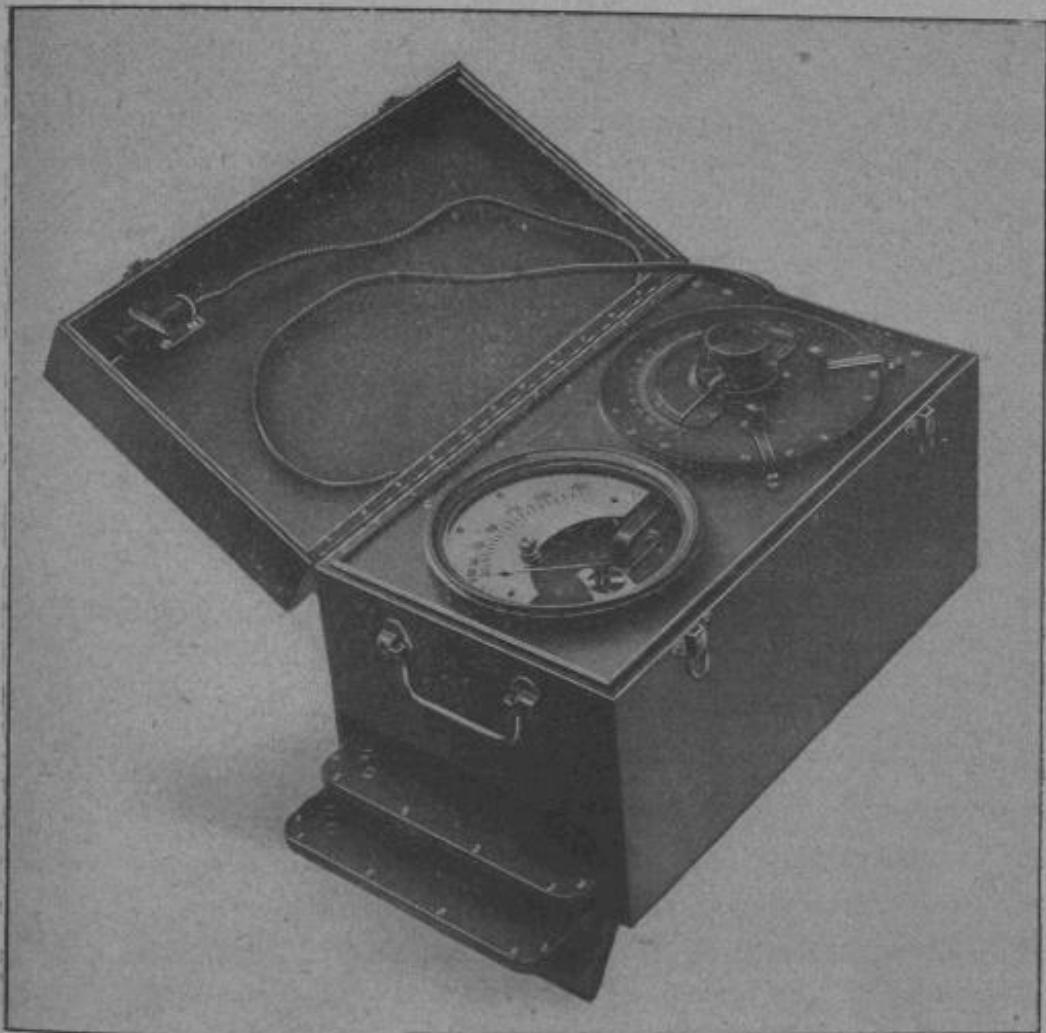


Fig. 322.

Un contrôleur d'onde comprend un circuit étalonné, un circuit d'écoute, un circuit de choc et une bobine auxiliaire d'induction.

Le circuit étalonné (*b*) (fig. 323) se compose en principe d'une self-induction fixe, ou divisée en deux parties, et d'un condensateur variable dont les graduations sont marquées en degrés et en

longueurs d'onde. Une barrette de coupure g permet d'intercaler des condensateurs ou selfs à étalonner.

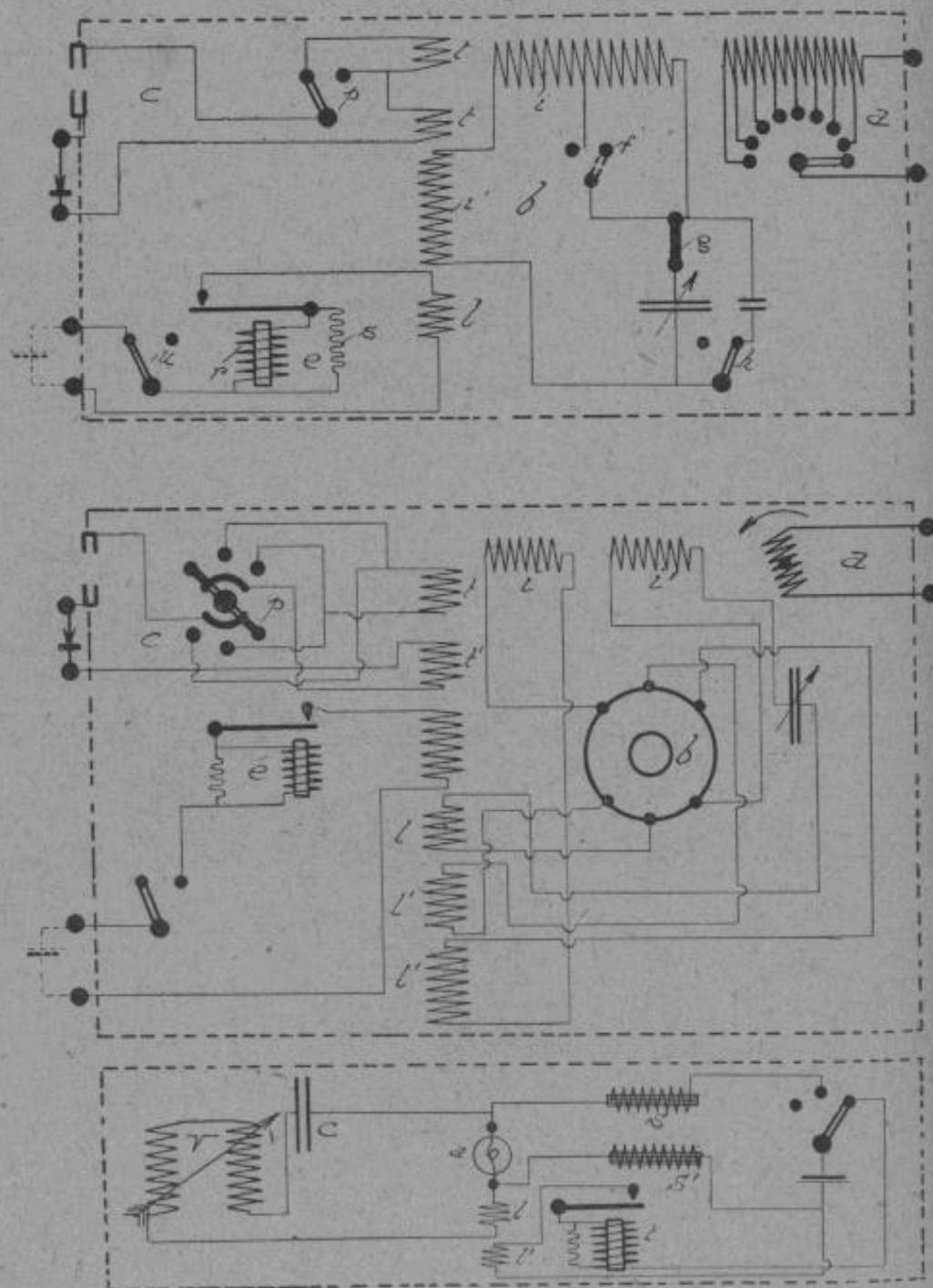


Fig. 323.

Le circuit d'écoute c se compose d'un récepteur apériodique comprenant deux bobines tt' montées en sens inverse et couplées avec une partie de la self du circuit étalonné.

Les deux bobines t et t' peuvent être montées en sens inverse, pour annuler l'effet direct d'un poste transmetteur rapproché. Dans ce cas l'action du circuit étalonné sur les deux bobines est dissymétrique, par conséquent la résultante n'est pas nulle. Si l'on ne craint pas un poste transmetteur, le commutateur p permet de monter les deux bobines en série pour les grandes ondes, ou employer une simple bobine pour les petites ondes.

La bobine auxiliaire d'induction a est accouplée avec le circuit étalonné, et doit être intercalée dans le circuit à mesurer pour les mesures à la réception. Le nombre de spires est variable et le couplage peut être variable aussi. La self introduite dans le circuit à mesurer ne modifie pas sensiblement les mesures.

Le circuit de choc e est un appareil auxiliaire destiné à produire des oscillations dans le circuit étalonné. Il doit être apériodique et agir par impulsion sur le circuit étalonné. C'est en réalité un petit buzzer alimenté par une ou deux piles. Pour qu'il produise des impulsions, l'électro-aimant est shunté par une résistance s .

Dans un deuxième système de la C. G. R. (fig. 324, a) l'extra-courant de rupture charge un condensateur qui se décharge brusquement dans la petite self, donnant naissance à un courant très amorti.

Dans un autre type (b) l'électro et le circuit de rupture sont shuntés par une résistance.

Dans le contrôleur d'ondes de la Telefunken, on utilise (c) un électro-aimant à double rupture dont l'une coupe régulièrement le courant sur l'électro-aimant, et l'autre ouvre et ferme alternativement le circuit de charge du circuit oscillant.

On a aussi utilisé dans la télégraphie militaire un petit contrô-

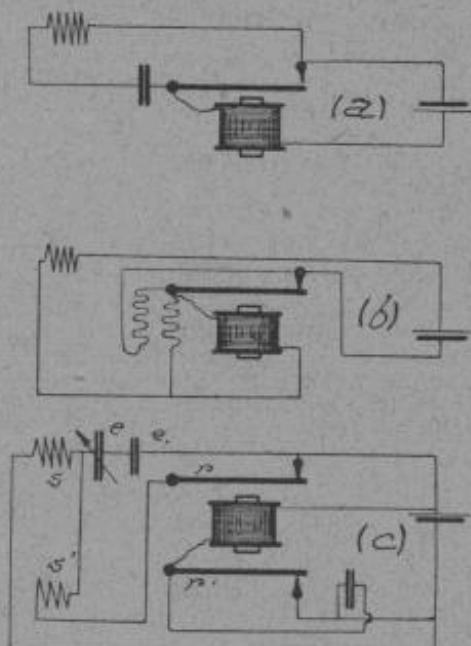


Fig. 324.

leur d'onde (*fig. 323*) composé d'un condensateur fixe, en série avec une self faite de deux enroulements en série à accouplement variable.

L'appareil de mesure est constitué par une petite lampe *a* intercalée dans le circuit précédent et alimentée par une pile, qui la porte au rouge sombre. Quand la résonance se produit, le courant du circuit étalonné s'ajoute à celui de la pile, et l'éclat de la lampe passe par un maximum. Des selfs *s* et *s'* empêchent les courants de haute fréquence de se fermer par la pile.

Un petit circuit de choc est adjoint au contrôleur.

Étalonnage des ondemètres. — On peut étalonner d'abord un circuit auxiliaire à éclateur, en déterminant sa fréquence par photographie de l'étincelle dans le miroir tournant, puis mettre en résonance le circuit à étalonner.

On peut aussi constituer une antenne filiforme de longueur variable que l'on relie au sol à l'une de ses extrémités et que l'on excite à sa base. On sait que la longueur d'onde émise est égale à 4 fois la longueur du fil. On approche l'ondemètre de l'antenne et après avoir disposé un appareil de mesure en série dans le circuit étalonné, on cherche le point de résonance.

Enfin on peut employer le multivibrateur.

Mesure de la longueur d'onde d'un poste de transmission. — On peut employer pour cette mesure soit un ondemètre ou un contrôleur d'onde.

Pour mesurer la longueur d'onde d'émission d'un poste ou d'un circuit oscillant générateur, on utilise le circuit étalonné *ca* (*fig. 325*) et le circuit d'écoute *r*. On doit remarquer que pour apprécier la position maximum, le circuit étalonné doit être placé assez loin de l'émetteur et être orienté convenablement. On peut remplacer le circuit d'écoute par un ampèremètre thermique monté directement dans le circuit étalonné. Cette disposition est plus favorable et plus précise, étant donné la puissance du poste émetteur.

Pour la mesure de la longueur d'onde d'un poste émetteur à excitation par choc, le circuit étalonné doit être placé près de l'antenne et loin du circuit excitateur du poste, car l'amortissement

du circuit excitateur provoquerait l'excitation du circuit étalonné pour chaque réglage.

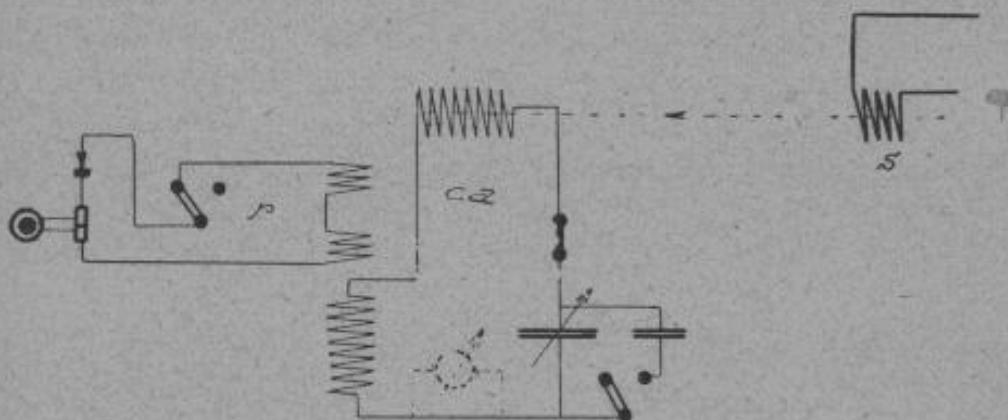


Fig. 325.

Remarques. — Pour une antenne montée en direct, on peut intercaler un conducteur que l'on fait agir par induction sur l'ondemètre, ou bien intercaler une spire de la bobine auxiliaire du contrôleur d'onde.

Pour un système couplé, dans lequel il prend naissance deux oscillations de période différente, les mesures sont plus délicates. On peut trouver l'un ou l'autre des maxima en variant la position de l'ondemètre dans le champ des circuits primaire et secondaire.

On peut y arriver facilement en faisant agir à la fois sur l'ondemètre, mais indépendamment l'un de l'autre, les circuits primaire et secondaire. On règle alors le circuit étalonné sur l'une des longueurs d'onde et on fait agir une boucle convenablement orientée sur l'ondemètre en faisant disparaître le maximum, correspondant à l'autre longueur d'onde.

On peut plus simplement soumettre le circuit principal de l'ondemètre à l'induction du primaire par exemple, et utiliser une excitation auxiliaire de l'ondemètre que l'on approche de l'antenne ou de la self d'antenne et que l'on oriente convenablement pour faire disparaître le maximum de l'autre oscillation.

Mesure de la longueur d'onde des signaux reçus par un poste. — Les signaux sont reçus par l'intermédiaire d'une antenne e'' (fig. 326) et d'un récepteur apériodique e. On intercale une partie des spires S dans l'antenne.

Quand on aura réglé le couplage (très lâche) entre le récepteur l'antenne et le circuit de l'antenne, de façon à recevoir parfaitement les signaux, il suffira de faire agir le circuit de choc cc et de varier le circuit étalonné ca jusqu'à ce que le son soit maximum en e . La longueur d'onde de ca , est la même que celle de e'' .

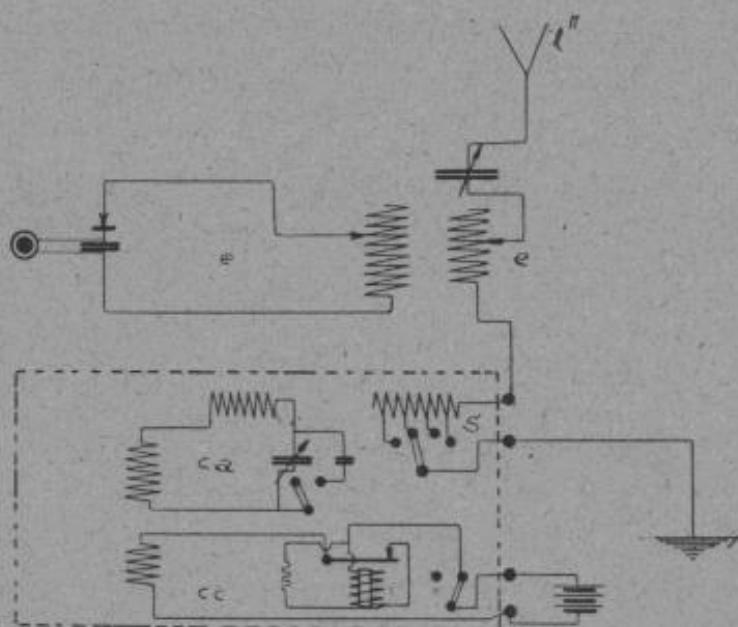


Fig. 326.

Si le récepteur e n'est pas apériodique, on pourrait entendre deux maxima en variant le circuit étalonné, déterminant la période du circuit secondaire e et du circuit de l'antenne e'' . On pourra alors déterminer la longueur d'onde des signaux reçus en modifiant la période du circuit secondaire par exemple, ce qui modifie le maximum correspondant.

Régler un récepteur sur une longueur d'onde donnée. — Les réglages sont analogues, mais inverses, des précédents. On peut ainsi étalonner une boîte de réception pour plusieurs longueurs d'onde.

Il y a lieu de noter que les mesures n'auront de valeur que pour un seul couplage, celui qui a été conservé pendant le réglage, à l'aide du contrôleur d'onde.

Mesure de la longueur d'onde propre d'une antenne. — On peut opérer de deux façons :

Soit exciter l'antenne en direct et en mesurer la longueur d'onde à l'émission.

Soit intercaler une faible partie de la bobine auxiliaire S (fig. 327) et un récepteur p dans l'antenne (sans capacité), le secondaire étant apériodique.

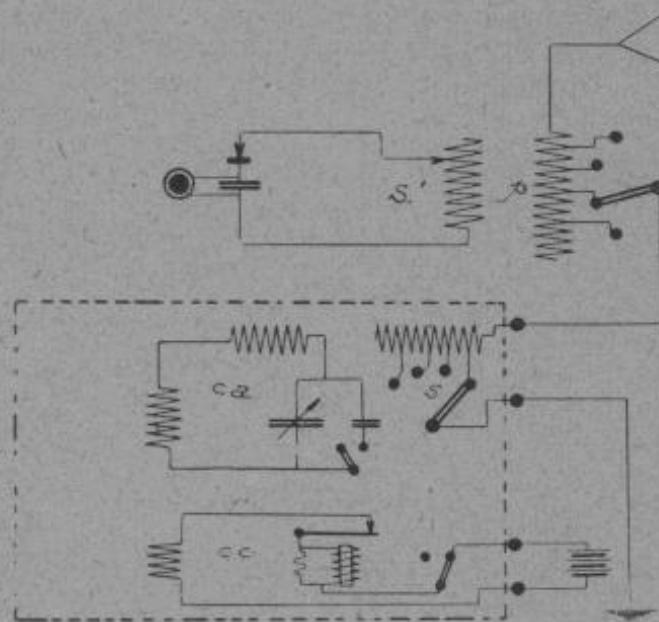


Fig. 327.

En diminuant au minimum les spires intercalées dans l'antenne et en excitant à l'aide d'un circuit de choc cc , on trouvera un son maximum au téléphone pour une valeur de ca correspondant à la longueur d'onde propre de l'antenne. En réalité on a encore quelques spires dans l'antenne.

Il est possible, si le nombre de spires laissées dans l'antenne est égal au nombre de spires existant entre les deux autres plots, de déduire l'augmentation de longueur d'onde provenant de ces spires.

Mesure du couplage. — Pour mettre en évidence la réaction du secondaire sur le primaire et déterminer le coefficient d'accouplement (réception par exemple), on règle d'abord individuellement le primaire p et le secondaire s , sur la même longueur d'onde (fig. 328) et on intercale le primaire dans le circuit de la bobine auxiliaire, en écoutant sur le secondaire. Après avoir mis

en action le circuit de choc *cc*, on constate, si le couplage est très lâche, l'égalité des deux longueurs d'onde. Pour des couplages de plus en plus grands, on trouve des longueurs d'ondes, λ_1 et λ_2 de plus en plus écartées (2 maxima différents),

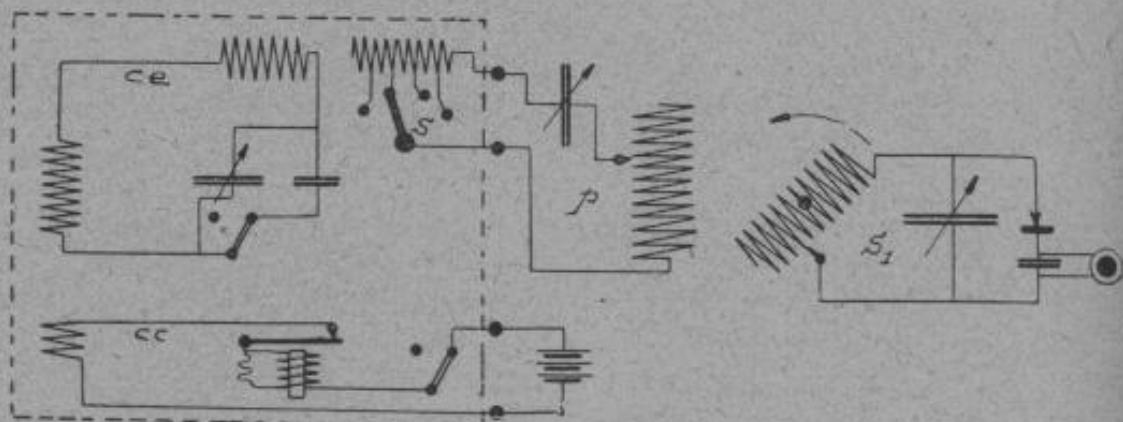


Fig. 328.

Le couplage est donné par la formule générale .

$$x = \frac{\lambda_1^2 - \lambda_2^2}{\lambda_1^2 + \lambda_2^2}$$

Pour un poste de transmission on a déjà vu comment devaient être effectuées les opérations.

Si la source est à courant de haute fréquence non amorti, l'induction mutuelle des deux circuits est donnée par :

$$m = \gamma_0 \frac{L_2 \delta_2}{\pi \gamma_0}$$

L_2 = self pour la haute fréquence.

δ_2 = décrément par période complète du secondaire.

γ_0 et γ_0 = amplitudes des courants dans le primaire et le secondaire.

Pour un courant sinusoïdal, on peut déterminer facilement :

$$K = \frac{m}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

Mesure de la capacité d'un condensateur. — Le calcul d'un condensateur est généralement complexe. Pourtant il est

nécessaire de connaître la capacité d'un condensateur, devant servir d'étaillon. M. Murray indique la formule suivante pour deux cylindres métalliques concentriques (condensateur variable) :

$$K = S \frac{l}{2 \log_e \frac{R}{r}}$$

K = capacité en C. G. S. — R et r = rayons des cylindres extérieur et intérieur en centimètres. — S = capacité inductive spécifique de l'isolant de séparation. — l = longueur des parties des cylindres qui se recouvrent.

En pratique, il vaut mieux étalonner un condensateur par comparaison.

Une première méthode consiste à constituer un circuit comprenant la capacité à étalonner et une self-induction connue. On détermine par résonance la valeur de la fréquence ou de la période.

Connaissant L et T dans $T = 2\pi\sqrt{LC}$, on trouve facilement C .

L'avantage de cette méthode est de pouvoir déterminer la valeur de la capacité pour la période même à laquelle elle sera employée ensuite, ce qui est absolument nécessaire dans la majorité des cas.

Une deuxième méthode (capacité de réception) consiste à intercaler le condensateur dans un contrôleur d'onde, soit en série, soit en parallèle avec le condensateur étalonné (*fig. 329*). On peut agir de deux façons différentes suivant que l'on possède un deuxième contrôleur d'onde, ou non.

Dans le premier cas, on monte le condensateur à mesurer a dans le circuit étalonné du premier contrôleur d'onde (b) et on fait deux mesures, l'une avec le circuit étalonné seul, et l'autre avec le circuit étalonné contenant le condensateur a en parallèle.

Si la self L du circuit étalonné est restée la même dans les deux mesures, on peut écrire :

$$\lambda = 2\pi\sqrt{LC}$$

et

$$\lambda = 2\pi\sqrt{L(c' + x)}$$

$$x = C - c'$$

Si la longueur d'onde n'est pas la même dans les deux mesures on a :

$$\lambda = 2\pi\sqrt{LC}$$

et : $\lambda' = 2\pi\sqrt{L(c' + x)}$

d'où : $x = C \left(\frac{\lambda'}{\lambda} \right)^2 - c'$.

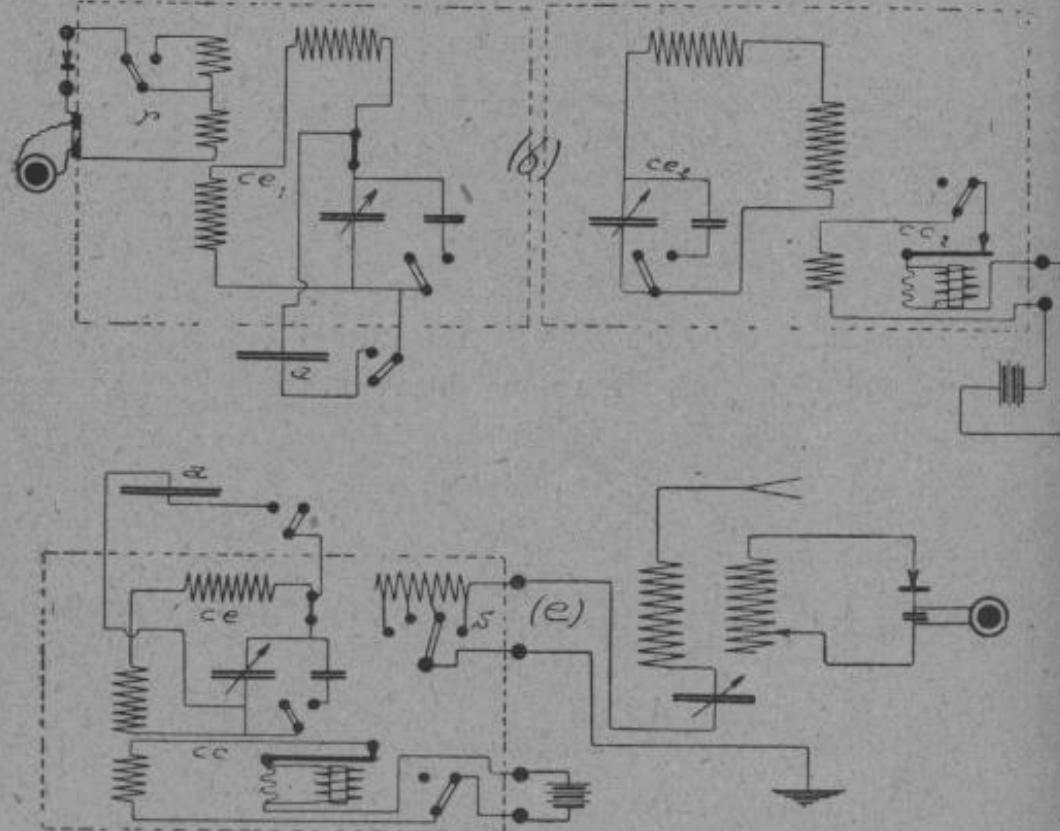


Fig. 329.

Pour ces mesures on couple les circuits étalonnés ce_1 et ce_2 comme le montre le schéma (b), en utilisant le circuit de mesure du premier contrôleur d'onde et le circuit générateur de choc du deuxième contrôleur d'onde.

Dans le deuxième cas, on réalise le montage (e) avec un système récepteur réglé pour une longueur d'onde donnée, et on fait deux mesures comme précédemment :

$$\lambda = 2\pi\sqrt{LC}$$

$$\lambda' = 2\pi\sqrt{L(c' + x)}$$

$$x = C - c'.$$

On se sert dans ce cas du circuit générateur de choc *cc*.

Il faut avoir soin dans les mesures précédentes d'employer des fils de connexion aussi courts que possible pour éviter d'introduire des selfs supplémentaires qui fausseraient les mesures.

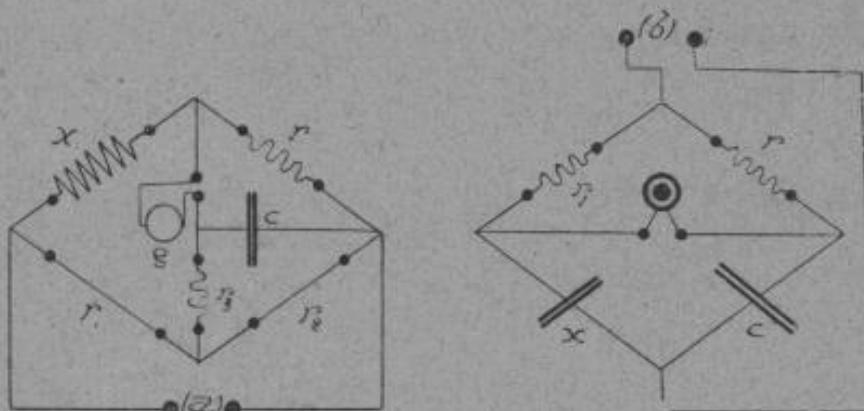


Fig. 330.

On peut aussi (*fig. 330, b*) monter deux condensateurs, dont l'un est connu, dans les branches d'un pont de Wheatstone alimenté par un courant alternatif (r et r_1 sont des résistances variables. C'est le condensateur de comparaison). Si l'on donne à r une certaine valeur, et que l'on fasse varier r' jusqu'à ce que le téléphone soit silencieux, on a $x = C \frac{r}{r_1}$.

La capacité C' doit être de l'ordre de grandeur de la capacité à mesurer, et il faut éviter tout défaut d'isolement au moment de la mesure.

Mesure d'une self-induction. — On sait que si une bobine est longue par rapport à son diamètre, on peut en calculer facilement la self-induction par la formule :

$$L = l(\pi dn)^2.$$

L est la self en unités C. G. S.

l = longueur de la bobine en centimètres.

d = diamètre en centimètres.

n = nombre de spires par centimètre.

En pratique, il vaut mieux établir une self par comparaison (même remarque que pour les condensateurs).

On peut employer les méthodes précédentes :

Soit monter la self avec un condensateur étalonné et déterminer la résonance du système.

$$T = 2\pi\sqrt{LC} \quad C \text{ et } T \text{ connus.}$$

Soit utiliser les méthodes de la figure 329 en remplaçant les capacités par des selfs (selfs de réception). Il faut éviter dans ce cas l'induction mutuelle entre les selfs. Cette disposition ne permet que les mesures des petites selfs.

Enfin il est possible d'utiliser la méthode Anderson par le pont de Wheatstone (*fig. 330, a*). Cette méthode comporte deux mesures. L'une déterminant la résistance de la self x , soit R . Cette mesure se fait avec du courant continu. L'autre mesure consiste à substituer à la pile, un vibrateur qui fournira des courants interrompus, et au galvanomètre g un récepteur téléphonique avec résistance variable en série r_3 . Un condensateur c est intercalé comme l'indique la figure.

Quand le son est minimum dans le téléphone g on peut écrire :

$$x(L \text{ en henrys}) = CR \left(r_3 + r_1 + \frac{r_1}{r_2} r_3 \right)$$

R = résistance de x en ohms.

C = capacité en farads.

r_1, r_2, r_3 = résistances en ohms.

Etalonnage de capacités et de selfs par la méthode des battements. — Il est possible d'utiliser le principe des battements, en produisant des ondes entretenues dans deux circuits de tube à vide, dans lesquels sont intercalés un condensateur ou une self étalon et un condensateur ou une self à étalonner. Pour deux mêmes valeurs, on sait que le téléphone ne rend aucun son.

Mesure de la self-induction et de la capacité effective d'une antenne. — Pour effectuer cette mesure, il suffit de servir d'un contrôleur d'onde, et de disposer d'une self assez faible et d'une capacité connue.

On mesure d'abord la période propre de l'antenne ou sa longueur d'onde :

$$\lambda_0 = 2\pi\sqrt{L_e C_e} \quad (1)$$

On intercale à la base de l'antenne une capacité connue C , puis dans une deuxième mesure une self connue L .

On a dans le premier cas :

$$\lambda_1 = 2\pi\sqrt{L_e \frac{C_e \times C}{C_e + C}} \quad (2)$$

de 1 et 2, on tire : $C_e = C \frac{\lambda_0^2 - \lambda_1^2}{\lambda_1^2}$

ou : $C_e = C \left[\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_1} \right)^2 - 1 \right]$

De même, dans le deuxième cas :

$$\lambda_2 = 2\pi\sqrt{(L_e + L)C_e} \quad (3)$$

de 1 et 3 on tire :

$$L_e = L \times \frac{\lambda_0^2}{\lambda_2^2 - \lambda_0^2},$$

$$L_e = L \times \frac{1}{\left(\frac{\lambda_2}{\lambda_0} \right)^2 - 1}.$$

Si L et C sont exprimés en centimètres, on obtient L_e et C_e en centimètres ; pour exprimer L_e en henrys et C_e en micro-farads il suffit de se souvenir que 1 h. = 10^9 cent. m. ; 1 mf. = 9×10^5 cent. m.

Mesure de la résistance d'une antenne. — Une des meilleures méthodes pour mesurer la somme de la résistance ohmique et de la résistance due au rayonnement d'une antenne, repose sur la substitution à l'antenne réelle d'une antenne artificielle composée d'une self égale, d'un condensateur à air et d'une résistance non inductive en série.

On utilise le montage *a* (fig. 331). Le circuit de l'antenne peut être substitué au circuit de résistance *r*, et de self *s*. On accorde

les deux circuits par l'intermédiaire d'un circuit de mesure contenant un galvanomètre g et d'un contrôleur d'onde ce excité par le circuit de choc cc . On peut admettre que la résistance de l'antenne $R + R'$ est égale à la valeur de la résistance substituée.

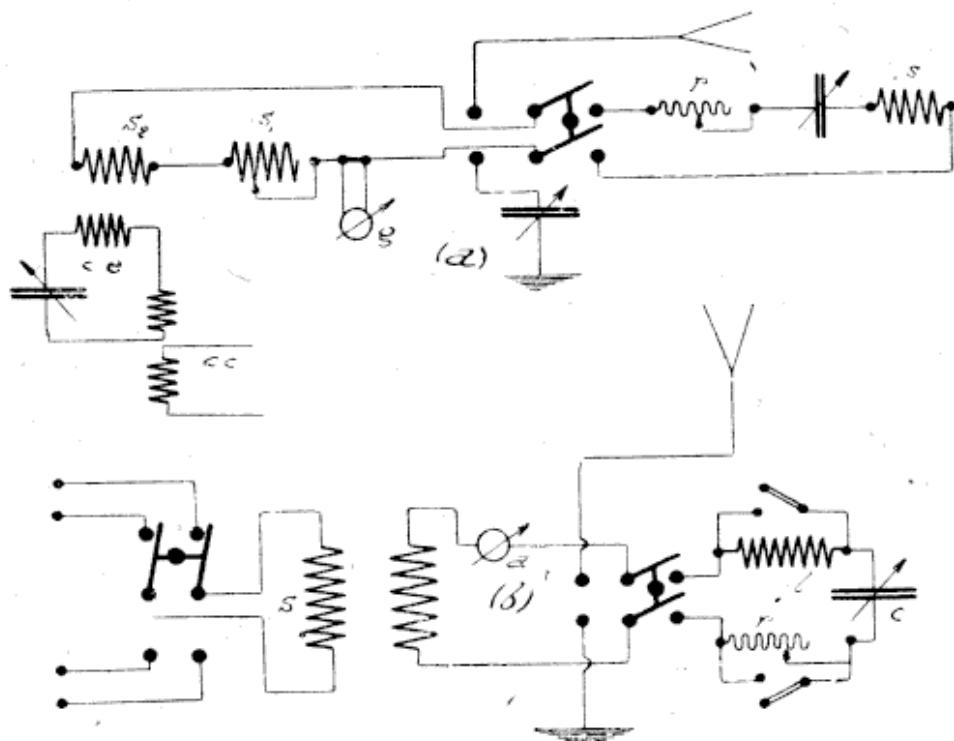


Fig. 331.

Une autre méthode consiste à mesurer la résistance par le décrément (mesure d'Austin).

Procédé de M. Miller pour la détermination de la résistance, inductance et capacité efficace d'une antenne. — Ce procédé est en partie une combinaison des méthodes précédentes.

On utilise ici un inverseur (fig. 331, b) permettant de mettre en circuit l'antenne et un circuit auxiliaire lcr . La bobine S peut être alimentée par une source à ondes entretenues ou à ondes amorties.

On accorde la source à ondes entretenues avec l'antenne, puis le circuit lcr avec la source, en faisant varier r jusqu'à ce que la déviation à l'ampèremètre a soit la même.

La résistance du circuit $lcr = R_e$ ou résistance de l'antenne et on a $lc = L_e C_e$.

On accorde ensuite la source à ondes amorties sur l'antenne et on note la variation quand on établit les connexions sur *ler*. Si le courant augmente, la valeur de *c* est plus grande que C_e et inversement. En faisant varier simultanément *b* et *c* de manière à maintenir l'accord, tout en laissant *r* invariable, on peut régler le courant à la même valeur dans les deux positions ; d'où :

$$\frac{c}{L_e} = \frac{C_e}{l}$$

Pour éliminer la résistance du variomètre dans la détermination de R_e , on raccourcit le variomètre et on règle le circuit de résonance à égalité dans les deux positions en agissant sur *r*.

On obtient une précision de 1 pour 100.

Détermination des amortissements par la courbe de résonance. — On détermine l'amortissement d'un circuit en traçant sa courbe de résonance. On peut démontrer que la somme des décréments des circuits de l'oscillation et de mesure est égale à (fig. 332) :

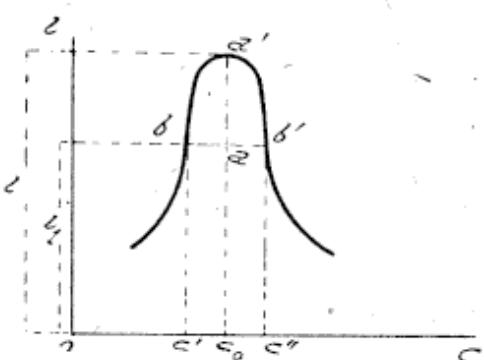


Fig. 332.

$$\delta_1 + \delta_2 = 2\pi c' c_0 \frac{i_1}{\sqrt{i^2 - i_1^2}},$$

ou encore : $\delta_1 + \delta_2 = 2\pi c' c_0 \frac{ca_0}{\sqrt{(a'c_0)^2 - (bc')^2}}.$

Pour des couplages non très lâches, il faut tracer séparément chaque courbe de résonance (Procédé indiqué précédemment) ; δ_2 s'annule si on peut appliquer un courant de haute fréquence non amorti.

Mesures en ondes entretenues. — La plupart des mesures décrites précédemment peuvent être effectuées avec les ondes entretenues, mais avec un simple détecteur on sait que le récepteur téléphonique ne rendrait aucun son. On fait alors agir

le circuit de choc, qui produira par interférence avec les ondes entretenues un renforcement de son caractéristique.

M. Armagnat a proposé d'employer des méthodes à σ , beaucoup plus sensibles que les méthodes à maxima ; on peut par exemple opposer dans le circuit d'écoute une force électromotrice obtenue par double induction, et la même force électromotrice obtenue aux bornes d'une résistance.

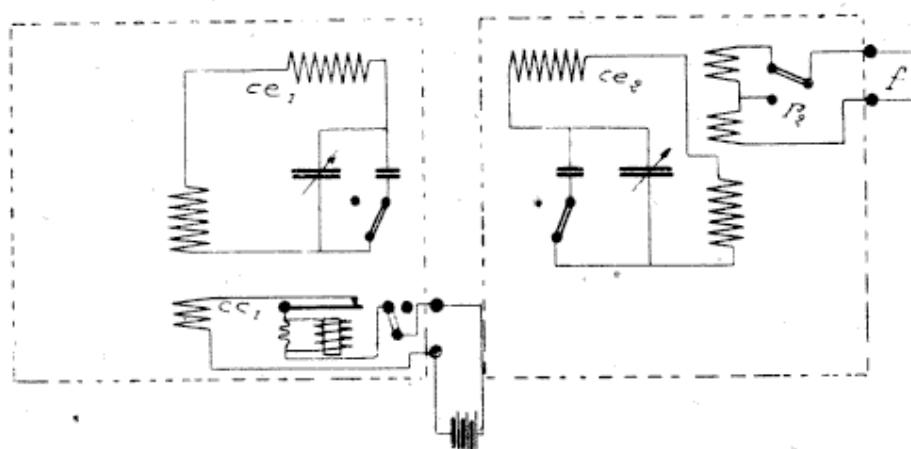


Fig. 333.

Vérification et précision des contrôleurs d'onde. — Pour opérer cette vérification (fig. 333), il suffit de faire agir le circuit de choc ce_1 , du contrôleur 1 sur son propre circuit étalonné ce_2 . Ce circuit étalonné devra être placé de telle façon qu'il agisse par induction sur le circuit étalonné ce_2 du contrôleur 2, et on écoute sur le circuit d'écoute r_2 du contrôleur d'onde 2.

Pour des mesures précises, on doit employer, soit des diapasons, soit le multivibrateur, soit les deux à la fois.

Un contrôleur d'onde a une précision égale à 1 pour 100.

Multivibrateur. — Le multivibrateur est un appareil à tubes à vide, montés de telle façon qu'il se produise des oscillations riches en harmoniques.

Il comporte deux lampes à trois électrodes ; la plaque de chaque lampe est connectée à la grille de l'autre par l'intermédiaire de capacités c et c' réglables (fig. 334). La durée de charge et de décharge d'un condensateur à travers la résistance est d'autant plus grande que la capacité et la résistance sont grandes. Ce système

permet de réaliser des oscillations de fréquence très variable. Pour de grandes capacités et de grandes résistances, on peut facilement suivre les oscillations sur un milli-ampèremètre.

On trouve ainsi avec des intensités inégales des harmoniques allant jusqu'à la 150^e ($f = 153\,600$).

Pour régler un multivibrateur, on détermine la fréquence fondamentale à l'aide d'un diapason.

Il permet la vérification et la graduation des ondemètres et des contrôleurs d'onde.

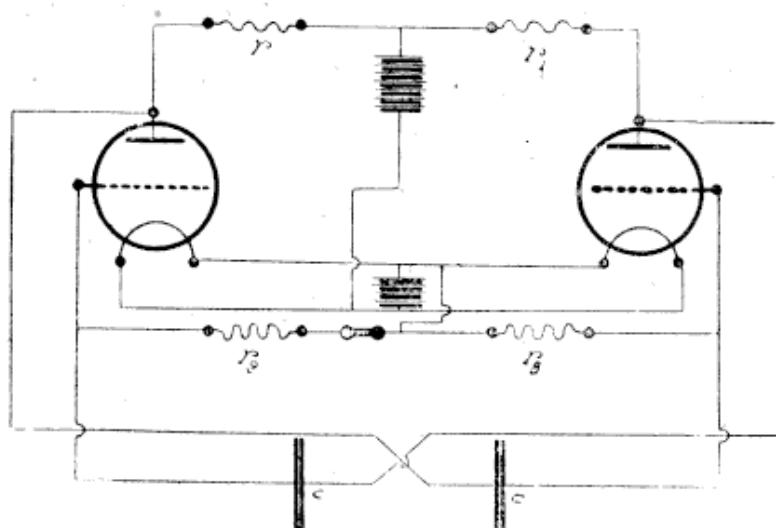


Fig. 334.

Essais des tubes à vide. — Les essais doivent porter :

1^o Sur la puissance du tube à vide (totale).
2^o Sur la mesure du courant de saturation. Cet essai doit être effectué dans un délai de temps très réduit pour éviter l'élévation de température. On emploie souvent le courant alternatif.

3^o Sur la valeur du vide. Lorsqu'on atteint le courant de saturation, si un régime stable s'établit, le tube à vide est normal pour la puissance correspondante. Dans tout autre cas le courant filament plaque augmente, ce qui montre que le vide est imparfait.

4^o Mesures des caractéristiques.

5^o Action amplificatrice, génératrice et détectrice.

6^o Rendement des tubes à vide.

7° Caractéristiques de vieillissement (elles se relèvent entre 25 et 50 heures, suivant le type du tube à vide).

Pour faire ces différents essais, il faut avoir soin de maintenir la tension ou le courant constant suivant les mesures à effectuer. Il faut en outre utiliser des appareils de mesure, selfs, condenseurs, etc. étalonnés.

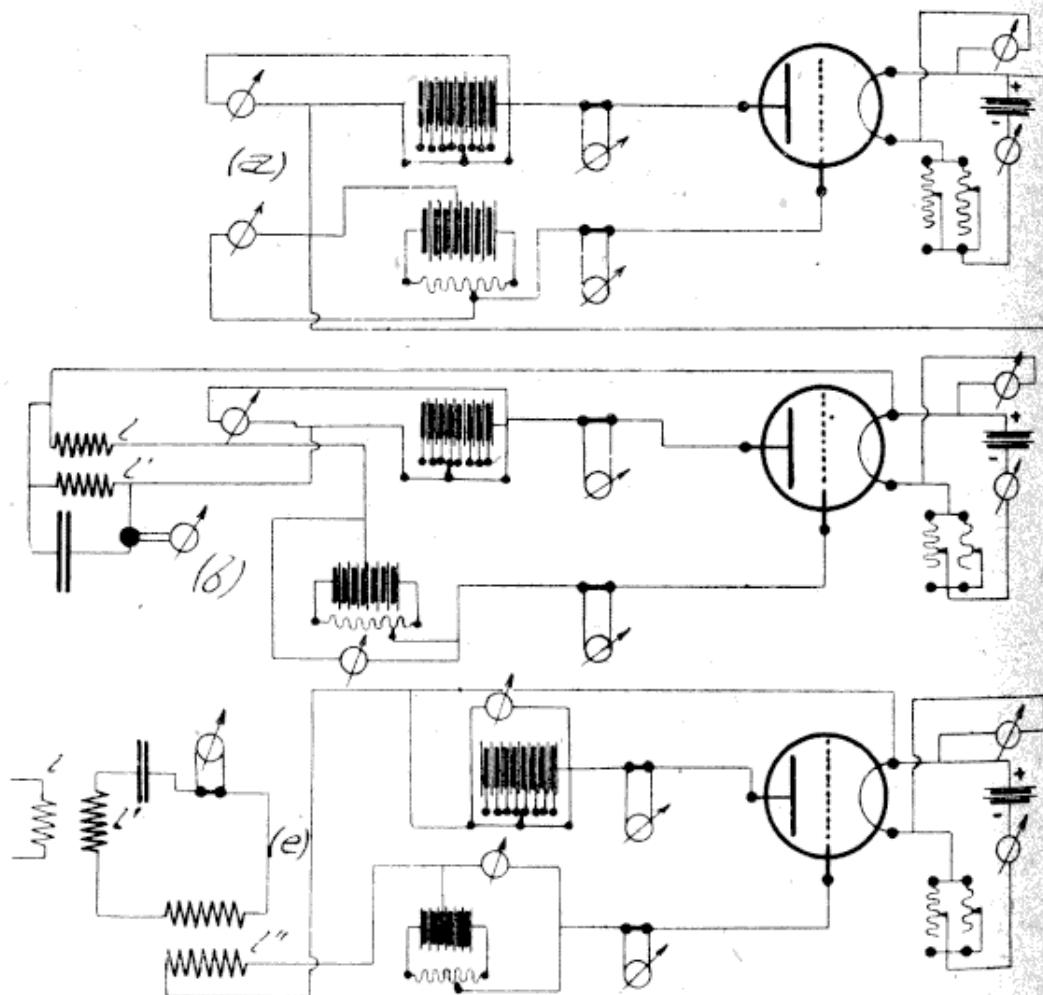


Fig. 335.

Les mesures ne doivent, d'autre part, pas être faites immédiatement après la mise en route.

La figure 335 représente les schémas de montage pour effectuer les essais suivants :

- a) Essai d'une lampe en amplificateur,
- b) Essai d'une lampe en générateur,
- c) Essai d'une lampe en détecteur.

On ferme dans ce dernier cas le circuit oscillatoire d'un autre tube à vide générateur sur l , qui induit par l'intermédiaire des bobines l' et l'' une force électromotrice oscillatoire.

Détermination de la constante d'amplification. — Le facteur d'amplification en volts K peut être déterminé par le calcul ; de même $\frac{K}{\rho}$ peut être déterminé par la caractéristique de plaque (coefficient angulaire de la tangente à la caractéristique).

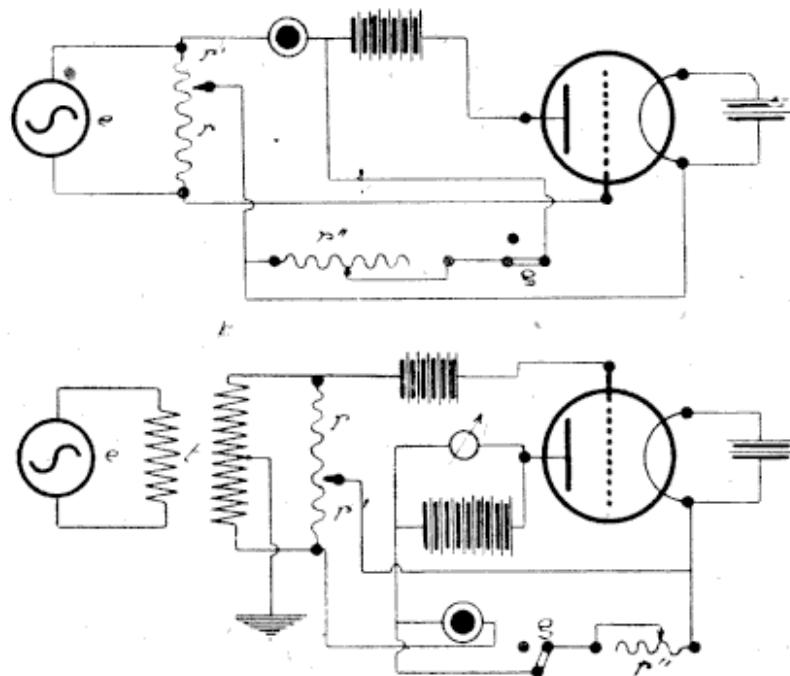


Fig. 336.

En pratique on détermine ces valeurs différemment. La méthode de M. Miller consiste à employer un petit alternateur e de fréquence musicale (500 périodes) (fig. 336) fermé sur deux résistances non inductives r et r' d'un potentiomètre.

Le circuit de plaque contient la pile, le téléphone, et une résistance réglable r'' .

Quand l'interrupteur g est ouvert, si on règle r et r' pour amener le téléphone au silence, on a :

$$K = \frac{r'}{r}.$$

Si l'on ferme l'interrupteur g et si on règle r et r' pour des quantités différentes et quelconques, on obtiendra un son minimum dans le téléphone, pour une valeur donnée de r'' .

on a :

$$\rho = r'' \left[K \frac{r}{r'} - 1 \right].$$

On peut aussi utiliser le deuxième montage.

Cette méthode détermine K et ρ et par conséquent $\frac{K}{\rho}$, quand aucun appareil n'est en circuit sur la plaque, mais on a généralement un primaire de transformateur.

M. Blondel a modifié cette méthode en remplaçant r'' par un variomètre et un potentiomètre.

TABLE DES MATIÈRES

	Pages
INTRODUCTION.	viii
CHAPITRE I	
Généralités sur les oscillations électromagnétiques.	
<i>Courant alternatif.</i>	1
Fréquence.	3
Amplitude. — Oscillations amorties et entretenues.	3
Phase.	4
Générateurs d'oscillations.	5
Intensité efficace et force électromotrice efficace.	5
<i>Propriété des courants alternatifs.</i>	6
Circuit sans self-induction ni capacité.	6
Circuit avec self-induction et résistance.	6
Condensateurs.	8
Circuit avec capacité..	10
Circuit ayant self-induction, résistance et capacité..	11
Résonance	12
Circuit ayant self-induction et capacité en parallèle.	13
<i>Oscillations propres des condensateurs.</i>	14
Excitation du circuit	16
Explications analogiques.	16
Analogies entre l'influence des éléments hydrauliques et électriques.	18
Vérifications théoriques.	19
Circuit à étincelle..	21
Vérifications expérimentales..	23
Amortissement..	24
Amortissement par effet Joule.	25
Amortissement dû au condensateur.	25
Amortissement dû à l'étincelle..	26
<i>Propriétés des courants à haute fréquence.</i>	27
Distribution du courant dans un fil.	27
Coefficient de self-induction..	28

TABLE DES MATIÈRES

Courant et tension.	28
Mesure du courant.	29
<i>Oscillateurs fermés et ouverts.</i>	30
<i>Propagation des ondes électromagnétiques dans les oscillateurs ouverts.</i>	31
Mise à la terre d'une extrémité.	37
Introduction d'une self et d'une capacité dans un oscillateur.	38
<i>Propagation des ondes électromagnétiques dans l'espace.</i>	39
Représentation de la propagation.	42
Remarque.	45
Amortissement de la propagation dans l'espace.	45
Amortissement des oscillations dans le temps.	46
<i>Amortissement dans les oscillateurs ouverts.</i>	46

CHAPITRE II.

Principes de télégraphie sans fil.

<i>Constitution schématique d'un poste de télégraphie sans fil.</i>	48
<i>Origines de la télégraphie sans fil.</i>	51
<i>Étude des circuits couplés.</i>	52
Coupages.	52
Remarque.	54
Degré de couplage.	54
Coupage très lâche de deux systèmes à oscillations amorties.	55
Coupage très lâche de deux systèmes à oscillations non amorties.	59
Vérifications et analogies.	59
Courbes de résonance.	61
Coupage serré.	63
Coupage non très lâche de deux systèmes à oscillations amorties.	64
Remarques.	67
Coupage non très lâche de deux systèmes à oscillations non amorties.	68
Analogies.	68
Cas particulier. — Excitation par choc.	69
Mesures réalisables à l'aide des courbes de résonance.	70
<i>Antennes.</i>	70
Considérations générales.	70
Forme des antennes.	71
Amortissement.	75
Remarques.	76
Prise de terre. — Contrepoids.	76
<i>Propagation des ondes.</i>	78
Influence de l'atmosphère.	79
Ionisation.	79
Influence de l'ionisation.	79
Hypothèse d'Heaviside.	80
Théorie d'Eccles.	80
Influence du sol.	81
Atmosphériques.	82
Coefficient de sécurité.	82
Portée des postes.	82

CHAPITRE III

Principes de transmission. Ondes amorties.

Fréquence des étincelles..	85
Excitation directe.	86
Excitation indirecte.	87
<i>Principes de l'alimentation.</i>	88
a) Action d'une force électromotrice constante sur un circuit oscillant..	88
b) Action d'une force électromotrice sinusoïdale sur un circuit oscillant de charge..	89
c) Action d'un transformateur sur un circuit oscillant.	91
Choix du moment de la décharge.	93
<i>Principe des réglages..</i>	93
Bobine d'induction et circuit oscillant.	93
Alternateur transformateur et circuit oscillant	93
Circuit oscillant et circuit antenne-terre.	96
<i>Organes d'un poste de transmission.</i>	98
Bobine d'induction.	98
Interrupteur des bobines d'induction.	101
Alimentation des bobines.	104
Remarques.	105
Génératrices à haute tension.	106
Alternateur.	106
Convertisseur.	107
Transformateurs.	107
Manipulation.	108
Manipulateurs automatiques.	113
Self-induction du circuit oscillant.	114
Condensateur du circuit oscillant.	115
Éclateurs.	117
Antennes.	120
Prises de terre.	121
Self et condensateur d'antenne.	121
<i>Réglages pratiques.</i>	122
Émission directe.	122
Émission indirecte par dérivation.	123
Émission par induction et par étincelles rares.	123
Émission par induction et par étincelles musicales.	123
Émission avec génératrices à haute tension.	124
<i>Puissance d'un poste d'émission.</i>	125

CHAPITRE IV

Principes de transmission. Ondes entretenues.

<i>Syntonie.</i>	126
<i>Production d'oscillations au moyen de l'arc.</i>	128
Réalisation de l'émission..	132

Dispositif Marconi pour oscillations non amorties	134
<i>Excitation par impulsions.</i>	136
Éclateurs.	138
Alternateurs de haute fréquence.	140
Machines à pôles alternés et homopolaïres à disques.	140
Machines à réluctance variable.	142
Machines en cascades.	144
Machines à cascades internes.	146
Machines à utilisation partielle de la périphérie.	148
Utilisation des alternateurs.	148
Manipulation.	149
Régulation.	149
Couplage.	149
Transformateurs de fréquence.	150
Tubes à vide générateurs d'ondes entretenues.	153
Puissance d'un poste en ondes entretenues.	153

CHAPITRE V

Principes de réception.

<i>Détecteurs.</i>	155
Cohéreurs.	155
Construction des cohéreurs.	158
Décohéreurs mécaniques.	159
— magnétiques.	160
Cohéreurs auto-décohérents.	160
Anti-cohéreurs auto-décohérents.	161
Détecteurs thermiques.	162
— magnétiques.	164
Détecteurs électrolytiques.	167
Détecteurs à cristaux.	169
Comparaison des détecteurs.	171
<i>Enregistrement.</i>	172
Relais pour enregistreurs.	172
Enregistreurs.	177
<i>Réception.</i>	179
Réception directe.	179
Réception indirecte.	180
Remarques sur les circuits trieurs.	181
Réglages de la réception.	181
Montage direct.	181
Montage en dérivation.	181
Montage par induction.	181
Conditions de fonctionnement du téléphone.	182
Syntonie.	183
Réceptions simultanées.	185
Choix d'un système de réception.	185
<i>Organes d'un poste récepteur.</i>	186
Condensateurs.	186
Selfs.	187

TABLE DES MATIÈRES

427

Enroulements spéciaux.	190
Récepteurs téléphoniques.	191
Haut-parleurs.	192
Montages pratiques avec cohéreurs.	194
Réglages pratiques.	196
Montages pratiques avec détecteurs électrolytiques.	197
Réglage pratique.	198
Montages pratiques des détecteurs magnétiques.	199
Montages pratiques des détecteurs à cristaux.	201
Réglages pratiques.	201
Réception des oscillations entretenues.	201
Ticker.	202
Réception hétérodyne.	204
Détecteur Goldschmidt.	205
Problème de la protection des postes de réception.	206
Protection des postes récepteurs contre les émissions gênantes.	207
parasites atmosphériques.	209
Montages différentiels.	209
Montages de détecteurs en opposition.	209
Systèmes à saturation.	210
Utilisation de circuits dérivés.	210
Résistances négatives.	210
Montages spéciaux de cadres et antennes dirigées.	211
Montages divers.	213

CHAPITRE VI

Tubes à vide.

Tube à vide.	214
Effet Edison.	216
Tubes à vide à deux anodes.	219
Mécanisme de l'émission.	220
Influence de la température du filament.	223
Influence de la tension de plaque.	223
Influence du degré de vide.	224
Résistance du circuit-plaque. Facteur d'amplification.	225
Résistance du circuit grille.	226
Types théoriques de tubes à vide.	226
Construction pratique.	229
Caractéristiques pratiques.	230
Fonctionnement d'un tube à vide en détecteur.	231
Emploi d'un condensateur shunté.	232
Montages pratiques des tubes à vide en détecteur.	235
Tube à vide à deux électrodes.	235
Tube à vide à trois électrodes.	236
Fonctionnement d'un tube à vide en amplificateur.	238
Principes de fonctionnement.	238
Amplificateurs à transformateurs.	240

TABLE DES MATIÈRES

Lampes de couplage. Amplificateurs à résonance.	241
Amplificateurs à résistances.	242
Montages pratiques des tubes à vide en amplificateurs.	244
Couplage par tubes à vide.	245
Montage d'amplificateurs à résonance.	246
— à transformateurs.	246
— à résistances..	246
Combinaisons spéciales.	248
Remarques générales sur la construction des condensateurs, résistances, transformateurs.	251
Condensateurs.	251
Résistances.	251
Transformateurs..	251
Remarques générales sur le fonctionnement des amplificateurs.	252
<i>Fonctionnement d'un tube à vide en générateur d'oscillations.</i>	253
Entretien des oscillations.	253
Stabilité des oscillations.	255
Puissance fournie au circuit oscillant..	256
Période des oscillations.	256
Courant de grille.	257
Alimentation de la plaque.	257
Cas d'un générateur où la self du circuit oscillant n'est pas en totalité dans le circuit plaque..	257
Couplages par capacité entre grille et plaque.	257
Réalisation de l'émission.	258
Groupement des lampes.	261
<i>Application du tube à vide à la réception des oscillations entretenues.</i>	261
Hétérodyne.	261
Réglages.	264
Autodyne.	263
Modulation à haute fréquence.	264
Principes de réaction.	264
Application de la réaction aux amplificateurs.	266
Remarques sur les montages à réaction.	268
Principes de super-réaction..	268
<i>Utilisation des tubes à vide pour la transmission et la réception des ondes courtes.</i>	271
Transmission.	272
Réception.	272
Principe de super-hétérodynage.	276
Remarques sur l'alimentation des tubes à vide.	278
Courant continu.	278
Courants alternatifs.	278
Remarques sur les redresseurs de courant.	280
 CHAPITRE VII Ondes dirigées. X	
Procédé Zenneck.	282
Procédé Blondel.	282

TABLE DES MATIÈRES

429

Procédé Braun..	283
Antennes dirigées.	283
Antennes basses.	284
Antennes dirigeables. — Cadres.	285
Montages pratiques.	287
Radiogoniomètre.	289

CHAPITRE VIII

Systèmes principaux.

<i>systèmes Marconi.</i>	292
<i>dge Muirhead.</i>	294
<i>la Marconi's Wireless telegraph Co.</i>	295
<i>ionnements aux systèmes de transmission.</i>	296
<i>la Société française radioélectrique.</i>	299
<i>me S. F. R. musical.</i>	299
<i>ème à onde unique de la S. F. R.</i>	300
<i>stes à ondes entretenues avec générateurs à arc.</i>	301
<i>Postes à ondes entretenues avec machines à haute fréquence.</i>	302
<i>système de la C^e générale de radiotélégraphie.</i>	306
<i>dispositifs des P. T. T.</i>	308
<i>système Mercadier-Magunna.</i>	310
<i>Système Dubilier.</i>	312
<i>Système de la Federal Telegraph Company.</i>	313
<i>Générateurs Poulsen.</i>	313
<i>Systèmes de la C^e Telefunken.</i>	315
<i>Systèmes à excitation par choc.</i>	315
<i>Générateurs à arc.</i>	315
<i>Systèmes à transformateurs de fréquence.</i>	317
<i>Système Goldschmidt.</i>	322
<i>Système Alexanderson.</i>	322

CHAPITRE IX

Radiotéléphonie.

Premiers essais..	324
Utilisation de l'arc.	325
Utilisation des alternateurs à haute fréquence.	326
Emplacement du microphone.	326
Constitution des microphones.	327
<i>Systèmes principaux.</i>	329
<i>Système Colin-Jeance.</i>	329
<i>Système Vanni.</i>	331
<i>Dispositif de Ruhmer.</i>	332
<i>Système Dubilier.</i>	333
<i>Système de la National Wireless telegraph Co.</i>	333
<i>Système Poulsen.</i>	334

Système à arc de la Télénfunken.	334	
Système à transformateurs de fréquence de la Télénfunken.	334	
Amplificateur téléphonique magnétique de MM. Alexanderson et Nixdorff.	334	
<i>Utilisation des tubes à vide.</i>	335	
Principes de modulation.	337	
Modulation par absorption.	337	
Modification des conditions d'entretien.	338	
Utilisation d'un tube à vide de contrôle.	339	
—	monté en conducteur d'oscillations.	340
—	comme amplificateur de puissance.	341
—	contrôlant l'énergie fournie au tube à vide	
générateur.		
Systèmes principaux.	341	
<i>Réception de la téléphonie sans fil.</i>	353	
Auditions publiques.	353	
<i>Système duplex de radiotéléphonie.</i>	353	
Systèmes duplex.		
Problème de l'appel.		

CHAPITRE X



Utilisation.

<i>Télégraphie militaire.</i>	356
<i>Postes portatifs.</i>	356
<i>Postes de moyenne puissance.</i>	351
<i>Postes automobiles.</i>	352
<i>Postes d'avions.</i>	355
Magnéto I.	357
Alternateur K.	357
Alternateur Y.	359
Génératrice U.	361
Machines S et Z.	361
Poste d'aéroplane système Rouzet.	361
Généralités sur l'installation à bord.	362
Utilisation pour le chauffage et l'éclairage.	363
Poste de téléphonie sans fil sur avion.	363
<i>Postes à ondes entretenues.</i>	364
<i>Récepteurs.</i>	368
Boîtes de réception.	368
Postes récepteurs d'avions.	369
Postes radiogoniométriques.	371
<i>Postes de dirigeables.</i>	372
<i>Marine.</i>	372
Postes de T. S. F. pour hydravions.	372
Postes de bord de la C. G. R.	372
Postes de la S. F. R.	376
Postes Magunna.	381
Postes de bord des grands paquebots.	381
Dispositif d'appel automatique.	3



Droits réservés au Cnam et à ses partenaires



Droits réservés au Cnam et à ses partenaires

