

LA T.S.F. EN 30 LEÇONS

COURS COMPLET

professé au Conservatoire National des Arts-et-Métiers
GRACE AUX SOINS DE LA SOCIÉTÉ
DES AMIS DE LA T. S. F.

I

ÉLECTROTECHNIQUE GÉNÉRALE PRÉPARATOIRE à la T. S. F.

Par MM. CHAUMAT et LEFRAND

II

**PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA RADIOTELEGRAPHIE
ET APPLICATIONS GÉNÉRALES**

Par le Commandant METZ

III

MESURES - RADIOGONIOMETRIE - PROPAGATION des ONDES

Par M. MESNY

IV

**LES LAMPES A PLUSIEURS ELECTRODES
THEORIE ET APPLICATIONS**

Par M. R. JOUAUST

V

**RADIOTÉLÉPHONIE
ET APPLICATIONS DIVERSES DES LAMPES A 3 ELECTRODES**

Par M. CLAVIER

PARIS

Étienne CHIRON, Éditeur

40, rue de Seine, 40

En Vente à la même Librairie

TOUS LES MONTAGES DE T. S. F.

**Schémas pratiques donnant tous les dispositifs
connus pour les montages de Téléphonie sans
Fil, d'amplification de puissance
d'alimentation par le secteur**

■ NOUVELLE ÉDITION REVUE, CORRIGÉE ■
MISE A JOUR DES DERNIERS PROGRÈS DE LA T. S. F.

Un volume 120 pages — PRIX : 9 francs — Franco 10 frs

L'ouvrage le plus complet exposant l'ensemble des connaissances théoriques
et pratiques servant de bases aux applications modernes des ondes hertziennes

E. BÉRARD

Ingénieur I. E. C. — Licencié ès-sciences physiques

Théorie et pratique de la T.S.F.

CIRCUITS OSCILLANTS — ANTENNES — DÉTECTEURS
ÉMISSION ET RECEPTION — ÉTUDE DE QUELQUES SYSTÈMES
LAMPES A TROIS ÉLECTRODES — TÉLÉPHONIE SANS FIL
MONTAGE ET RÉGLAGE D'UN POSTE
APPAREILS ET PROCÉDÉS DE MESURE — ONDES DIRIGÉES
LAMPES A PLUSIEURS ÉLECTRODES SUR LES AMPLIFICATEURS
A RÉSISTANCE

Un volume grand in-8 de 240 pages — PRIX : 25 francs.

Etienne CHIRON, Editeur, 40, Rue de Seine - PARIS

ELECTROTECHNIQUE GÉNÉRALE
PREPARATOIRE A LA T. S. F.

La T. S. F. en trente leçons

Comprendra 5 fascicules

1^{re} Partie.

**Electrotechnique générale préparatoire à la T. S. F., par
MM. CHAUMAT et LEFRAND.**

2^e Partie.

**Principes généraux de la radiotélégraphie et applications
principales, par M. METZ.**

3^e Partie.

Mesures et radiogoniométrie, par M. MESNY.

4^e Partie.

Réception et émission, par M. CLAVIER.

5^e Partie.

Les lampes, par M. JOUAUST.

Tous droits de traduction
et de reproduction réservés
pour tous pays.
Copyright by E. Chiron 1924

H. CHAUMAT

Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers

E. LEFRAND

Préparateur, au Conservatoire

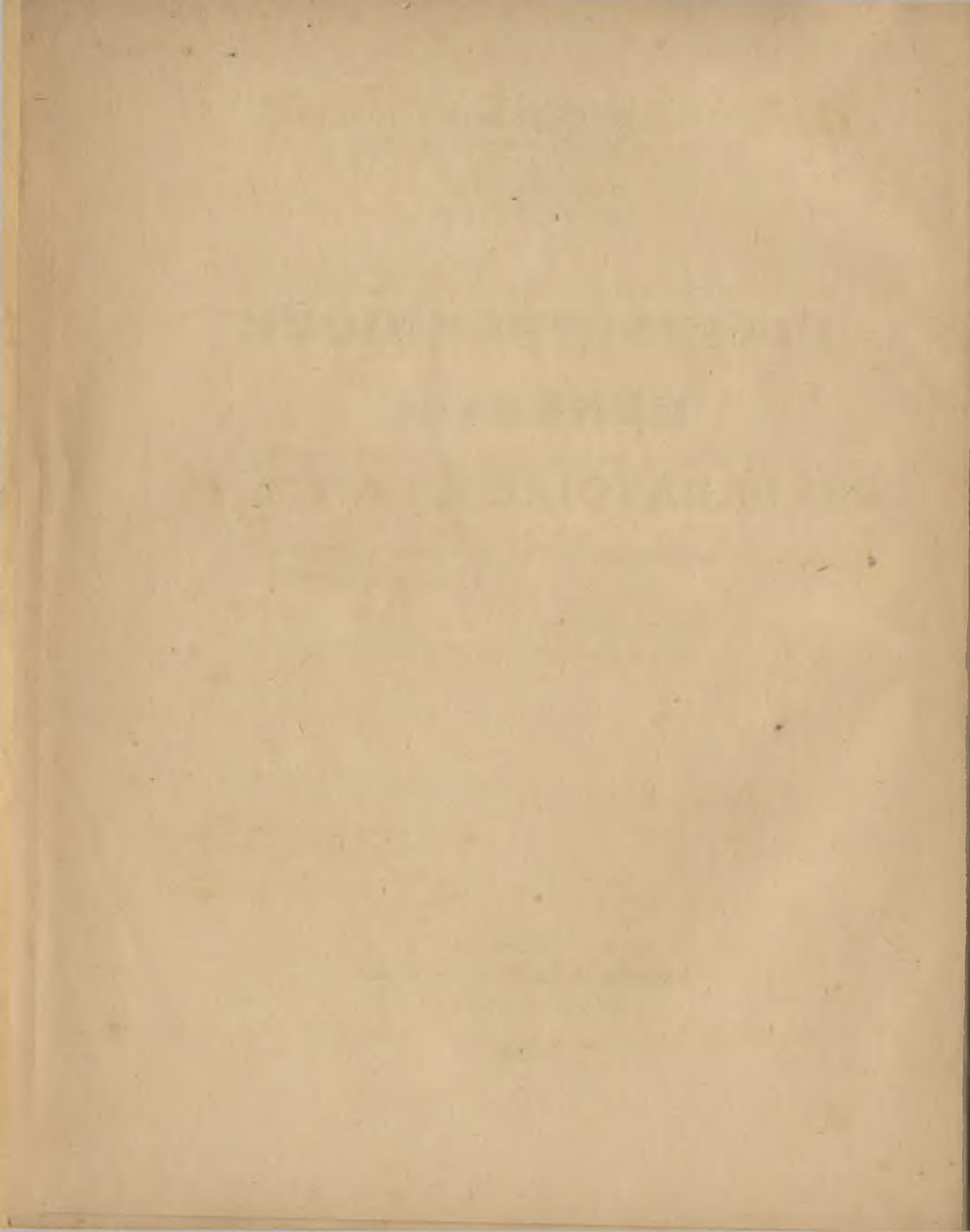
ÉLECTROTECHNIQUE
GÉNÉRALE
PRÉPARATOIRE A LA T. S. F.

PARIS

Etienne CHIRON, Editeur

40, RUE DE SEINE, 40

1924



ÉLECTROTECHNIQUE GÉNÉRALE

PRÉPARATOIRE A LA T. S. F.

LE COURANT CONTINU

CHAPITRE PREMIER

PHÉNOMÈNES. DÉFINITIONS. APPLICATIONS

1. Le courant électrique. — Il existe des appareils appelés piles tels que lorsqu'on réunit leurs *deux bornes* par un fil métallique, ce fil devient le siège de phénomènes particuliers.

L'existence de ces phénomènes peut nous être manifestée par une modification de l'état physique du fil et par l'apparition de propriétés nouvelles.

Relions par un fil métallique, en cuivre par exemple, les deux bornes d'une pile. Nous pouvons constater que ce fil s'échauffe *sans cause apparente*. L'élévation de température est une des manifestations de l'existence, à l'intérieur du fil, de phénomènes particuliers que nous appellerons des *phénomènes électriques*.

On sait qu'une aiguille d'acier aimantée libre de se mouvoir dans un plan horizontal, s'oriente à peu près dans la direction nord-sud. On a appelé pôles les extrémités d'une telle aiguille ; *pôle nord* l'extrémité qui se tourne vers le nord, *pôle sud* l'autre. L'orientation prise librement par l'aiguille aimantée peut être modifiée par la présence d'autres aiguilles aimantées ou même par la présence de pièces de fer, d'acier, de fonte, de nickel, situées dans son voisi

nage. Nous supposerons dans tout ce qui suit que l'aiguille aimantée libre de se mouvoir, que nous appellerons *boussole*, est à l'abri de l'influence d'autres aiguilles ou de pièces de métal pouvant agir sur elle.

Si nous approchons une boussole de notre fil métallique qui relie les bornes de la pile, nous constatons que la direction indiquée par cette boussole est modifiée par la présence du fil.

L'action sur la boussole est une autre des manifestations des « phénomènes électriques. »

Détachons notre fil, faisons tourner la pile d'un demi-tour sur elle-même et rattachons notre fil aux bornes de façon qu'il occupe exactement la même position par rapport à la boussole. L'action du fil sur la boussole *change de sens*.

Les « phénomènes électriques » ont donc des manifestations susceptibles d'un sens. Arbitrairement, nous dirons que les « phénomènes électriques » eux-mêmes sont *dirigés*.

Bien mieux, au lieu de dire que le fil est le siège de « phénomènes électriques dirigés », nous dirons :

Il *passé* dans le fil un *courant électrique* et, pour répondre quelque chose à la question : « un courant de quoi ? » nous dirons : « un courant d'électricité ».

2. Convention d'Ampère. — On peut constater que l'action sur la boussole a un sens qui dépend de sa position relative par rapport au fil ; mais, dans des conditions bien déterminées, le sens de l'action reste toujours le même.

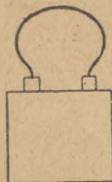


Fig. 1.

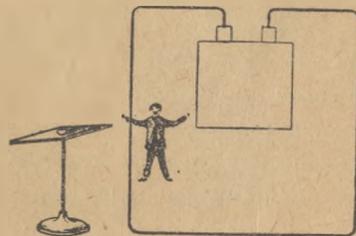


Fig. 2.

Il est donc possible, à partir d'expériences préalables, de deviner le sens de l'action qui s'exercera dans des expériences ultérieures. Soit un petit bonhomme couché le long du fil et regardant la boussole ; si le pôle nord tend à venir vers sa gauche, nous dirons que le courant va de ses pieds vers sa tête.

Si le pôle nord tend à venir vers sa droite, nous dirons que le courant va de sa tête vers ses pieds.

On aurait pu prendre la convention inverse, mais cette règle étant admise, on pourra retrouver le sens arbitraire du courant d'après la déviation de l'aiguille aimantée et inversement.

3. Pôles d'une pile. — La boussole définit donc un sens du courant. Le courant semble partir d'une borne de la pile, que nous appellerons *borne positive* ou *pôle positif*, et rentrer dans la pile par l'autre borne que nous appellerons *borne négative* ou *pôle négatif*.

Dans nos schémas, nous représenterons une pile par le signe |. le point désignant le pôle négatif. Dans un dessin, la borne positive sera marquée +, l'autre —. Le sens de circulation du courant sera indiqué par une flèche.

4. Conducteurs. Isolants. — Si, au lieu d'un fil métallique, nous avons pris un fil de soie, de coton, de chanvre, nous n'aurions pas pu constater le passage d'un courant. Les manifestations du courant dans ces fils peuvent nous échapper pour deux raisons :

1^o Elles n'existent pas ;

2^o Elles existent, mais sont trop minimes pour être décelées.

Nous nous rallions à cette dernière raison et nous dirons, pensant que le courant est d'autant plus grand que ses manifestations sont plus intenses, que la soie, le coton, le chanvre, ne *laissent passer* que très peu de courant. Ils *conduisent mal*. Ils sont *mauvais conducteurs* ou *isolants*. Les fils métalliques *conduisent bien* ; ils sont *bons conducteurs*.

Si nous coupons notre fil métallique, même en rapprochant très près l'une de l'autre les extrémités formées par la coupure, nous ne pouvons plus constater le passage du courant. L'air qui sépare ces deux extrémités empêche le courant de passer. L'air est un isolant.

Si, entre les extrémités libres des deux fils formés par la coupure, nous intercalons du bois, de la porcelaine, du marbre, du verre, de l'ébonite, du papier, nous constatons que ces corps sont mauvais conducteurs. Par contre, tous les métaux nous apparaîtront comme bons conducteurs.

5. Interrupteur. — Pour pouvoir interrompre et rétablir le courant à volonté dans notre fil métallique, nous emploierons un système qui puisse être tantôt conducteur, tantôt isolant, c'est-à-dire un *interrupteur*.

Un interrupteur simple peut être constitué par deux plaques métalliques

A et B fixées écartées l'une de l'autre sur un socle isolant. Une cheville métallique viendra coincer entre les plaques A et B.

Sur nos schémas, nous représenterons un interrupteur par le symbole utilisé à gauche de la figure 4.

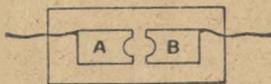


Fig. 3.

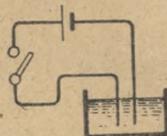


Fig. 4.

6. Conducteurs et isolants liquides. — En plongeant dans un récipient, contenant de l'huile, par exemple, deux fils reliés aux bornes d'une pile en évitant qu'ils se touchent (ou entrent en liaison métallique par les parois du récipient si celui-ci est en métal), nous verrons que l'huile est isolante. Il en serait de même si le récipient contenait de l'eau pure, de l'alcool, du pétrole.

Dans des conditions particulières, sur lesquelles nous reviendrons, nous constaterons que l'eau acidulée par l'acide sulfurique, une dissolution de sulfate de cuivre, une dissolution de nitrate d'argent, conduisent le courant électrique ; mais, tandis que les conducteurs métalliques ne sont pas modifiés chimiquement par le passage du courant, les conducteurs liquides sont *décomposés*.

L'eau acidulée est décomposée. Des bulles gazeuses apparaissent autour des fils plongés dans le liquide. De l'hydrogène se dégage autour du fil relié au pôle négatif de la pile ; de l'oxygène se dégage sur l'autre fil, ou l'oxyde suivant sa nature.

Voici une nouvelle manifestation dirigée de ce que nous avons appelé des « phénomènes électriques », et nous avons là, à partir d'une expérience préalable, un nouveau moyen de définir et de retrouver le sens du courant. Ce sens ayant été adopté par ailleurs, nous dirons que l'hydrogène se dégage au pôle négatif et l'oxygène au pôle positif.

Les décompositions de tous les liquides conducteurs sont également des phénomènes dirigés.

D'une façon générale les substances qui peuvent être décomposées par le passage du courant sont appelées *électrolytes* ; le phénomène de décomposition s'appelle l'*électrolyse*. Les lames métalliques baignant dans l'électrolyte (ici les extrémités de nos fils), sont les *électrodes*. Celle qui amène le courant est l'*anode* ; l'autre est la *cathode*. Le système formé du récipient de l'électrolyte et des électrodes s'appelle un *voltamètre*.

On peut remarquer que les électrolytes conduisent d'autant mieux que les électrodes ont plus de surface et sont plus près l'une de l'autre. Nous avons là un moyen de rendre plus ou moins conducteur un voltamètre donné.

7. Lois de l'électrolyse. — L'expérience montre que :

1. Dans l'électrolyse d'une dissolution d'un sel métallique, le métal se dépose toujours sur la cathode.

2. La masse de métal déposé croît avec la durée de passage du courant.

3. Si l'on intercale sur le même fil plusieurs voltamètres à sulfate de cuivre par exemple, la masse de cuivre déposée est la même pour tous les voltamètres, quelles que soient leurs dimensions. (Jugeant de la grandeur du courant par la grandeur de son action, nous dirons que le courant est le même en tous les points de notre conducteur).

4. Si l'on intercale plusieurs voltamètres à électrolytes métalliques différents sur le même fil, la masse des métaux différents déposés dépend de la nature de ces métaux.

8. Intensité d'un courant. — Si, pendant le même temps, une pile A dépose dans un voltamètre B une masse de métal plus grande qu'une autre pile A' dans un voltamètre B', à électrolyte de même nature, nous dirons que le courant « fourni » par la pile A est plus grand, *plus intense*, que le courant fourni par la pile A'.

A partir d'une expérience préalable, faite dans des conditions bien déterminées en pesant le métal déposé, nous avons un moyen de comparer des courants entre eux et de préciser leur grandeur relative par un nombre. Si l'on choisit la valeur d'un courant déterminé comme unité, ce nombre sera la mesure de ce que nous appellerons désormais leur *intensité*.

9. Ampère. — L'ampère est l'intensité d'un courant qui dépose dans un voltamètre, en une seconde, 1 milligramme 118 d'argent.

L'ampère sera notre unité normale d'intensité.

Si un courant dépose en une seconde 10 milligrammes d'argent, son intensité est :

$$\frac{10}{1,118} = 8,94 \text{ ampères.}$$

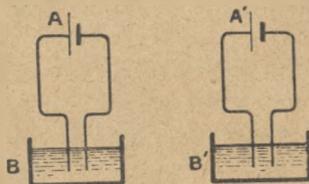


Fig. 5.

Dans le cas de courants de faible intensité, nous prendrons comme unité le milli-ampère ($\frac{1}{1.000}$ d'ampère), ou le micro-ampère ($\frac{1}{1.000.000}$ d'ampère).

L'électrolyse nous donne un moyen de mesurer l'intensité d'un courant. Ce moyen nécessite une pesée et exige du temps ; il n'est pas commode, mais il peut servir.

10. Ampèremètres. — Lorsqu'un fil métallique est parcouru par un courant, il s'échauffe et se dilate. Il y a une certaine correspondance entre l'élévation de sa température et sa dilatation. Il est naturel de penser que l'échauffement du fil sera d'autant plus grand que l'intensité du courant qui le traverse sera plus grande. Il y aura donc correspondance entre la dilatation du fil et l'intensité qui le parcourt.

Si nous savons mesurer les dilatations d'un fil bien déterminé, connaissant par le procédé de l'électrolyse les valeurs correspondantes de l'intensité du courant qui le traverse, nous pourrons dresser un tableau de chiffres de 2 colonnes : d'une part, les dilatations ; d'autre part, les intensités correspondantes. (Nous pourrions faire varier l'intensité en faisant varier la surface et la distance des électrodes).

Notre fil étant ainsi étalonné, il nous sera possible, sans le secours de voltamètre, de savoir quel est le courant qui le traverse par simple mesure de sa dilatation.

Pratiquement, on a réalisé des appareils dits *ampèremètres thermiques*, qui donnent, par simple lecture, la valeur du courant qui les traverse. En voici le principe :

un fil métallique, tendu entre deux bornes A et B fixes, est tiré en son milieu par un fil flexible *f* enroulé sur une poulie d'axe fixe O et rattaché d'autre part à un ressort tendu dont l'autre extrémité est fixée en P. La poulie porte une aiguille indicatrice qui, lorsque le courant traverse le fil métallique AB, se déplace devant un cadran gradué directement en ampères.

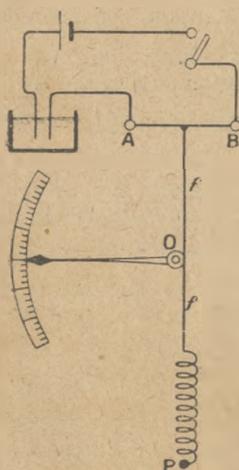


Fig. 6.

11. Piles chimico-électriques et piles thermo-électriques. — Lorsqu'un fil métallique est parcouru par un courant, il s'échauffe et rayonne de l'énergie dans le milieu qui l'entoure. Cette énergie est évidemment fournie par la pile. Nous sommes amenés à penser que le courant électrique contient de l'énergie sous une forme nouvelle que nous appellerons *énergie électrique* et que cette énergie peut se transformer en énergie calorifique.

La pile elle-même emprunte l'énergie qu'elle fournit au fil à des combinaisons chimiques (c'est alors une pile *chimico-électrique*), ou bien à une source thermique (nous l'appellerons alors pile *thermo-électrique*).

Une pile chimico-électrique très utilisée est la pile Leclanché, composée d'un récipient contenant une dissolution de chlorhydrate d'ammoniaque (sel ammoniac) dans laquelle plongent une lame de zinc, qui constitue le pôle négatif, et une lame de charbon de cornues entouré d'un aggloméré de charbon de cornues et de bioxyde de manganèse (pôle positif).

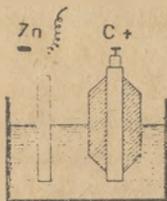


Fig. 7.

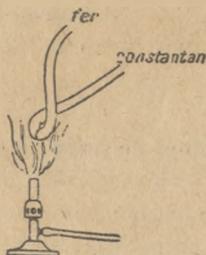


Fig. 8.

Une pile thermo-électrique très employée est la pile (le couple) fer — constantan, constituée par la soudure d'un fil de fer et d'un fil de constantan, cette soudure étant chauffée par une source thermique quelconque.

Les extrémités libres des deux fils sont les pôles de la pile. Contrairement à ce qui se passe pour les piles chimico-électriques, on ne peut préciser à l'avance quel est le pôle positif d'une pile thermo-électrique. La *polarité* dépend de la température de la soudure par rapport à celle des pôles.

12. Circuit électrique. — Nous avons admis que le courant partait du pôle positif de la pile et rentrait dans la pile au pôle négatif. Puisqu'il sort de la pile

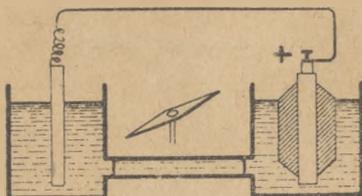


Fig. 9.

et qu'il y rentre un courant que nous savons être le même, on peut penser que le courant traverse la pile. L'expérience confirme cette façon de voir.

En effet, l'aiguille aimantée approchée de la soudure d'une pile thermo-électrique accuse le passage d'un courant de sens inverse au courant circulant à l'extérieur de la pile.

Une pile Leclanché construite comme l'indique la figure permettrait de voir que le courant passe, à l'intérieur, du pôle négatif au pôle positif.

Le courant semble donc décrire un parcours fermé, un *circuit*.

Une interruption faite en un point quelconque du circuit arrête le courant. Pour qu'il y ait courant, il est nécessaire qu'il y ait circuit fermé.

Quand, à l'avenir, nous envisagerons un conducteur parcouru par un courant, il restera sous-entendu que ce conducteur appartient à un circuit fermé.

13. Remarque au sujet de l'action du courant sur la boussole. — On peut constater que l'action d'un courant sur une boussole s'exerce à une certaine distance. Plus on éloigne la boussole du courant, plus cette action est faible. A une distance suffisamment grande, il n'y a plus d'action perceptible, *mais il y a encore une action*.

Si loin que l'on soit d'un fil parcouru par un courant, on est sous son influence. Autrement dit, le passage du courant électrique dans un conducteur est un phénomène qui intéresse tout l'univers. Par quel mécanisme ? On l'ignore ; mais les résultats obtenus en télégraphie sans fil ne permettent plus aucun doute à ce sujet.

CHAPITRE II

LOIS GÉNÉRALES DU COURANT ÉLECTRIQUE. APPLICATIONS

14. Loi de Joule. — Nous savons que le courant électrique chauffe un fil métallique qu'il traverse. On peut démontrer expérimentalement que la quantité de chaleur dégagée dans le fil est proportionnelle au carré de la valeur du courant et au temps pendant lequel le courant passe.

On écrit :

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

ou plus simplement :

$$W = RI^2t.$$

Dans cette expression :

W est la quantité de chaleur dégagée dans le fil, R un coefficient de proportionnalité qui caractérise le fil conducteur et qu'on appelle sa *résistance*.

I est l'intensité du courant ; I^2 en est le carré.

$$(\text{Si } I = 7, \quad I^2 = 49; \quad \text{si } I = 11, \quad I^2 = 121).$$

t est le temps.

Cette quantité de chaleur W qui se dissipe dans le milieu correspond à une certaine dépense d'énergie. Il s'ensuit que nous pouvons dire :

« La quantité d'énergie dissipée dans le fil sous forme de chaleur est proportionnelle au carré de l'intensité du courant et au temps. » C'est la loi de Joule. Nous écrirons :

$$W = RI^2t,$$

W représentant maintenant la quantité d'énergie dissipée sous forme de chaleur,

Les mécaniciens mesurent l'énergie en *kilogrammètres*; les électriciens mesurent l'énergie en *joules*.

(Un travail ou une énergie de 1 kilogrammètre équivaut à un travail ou une énergie de 9,81 joules).

15. Résistance. — Dans notre formule, si W est exprimé en joules, I en ampères et *t* en secondes, le coefficient de proportionnalité R qui caractérise le fil conducteur, et que nous avons appelé sa résistance, sera exprimé en *ohms*.

16. Puissance dissipée en chaleur dans un conducteur. — De la loi de Joule : $W = RI^2t$ nous tirons :

$$\frac{W}{t} = RI^2.$$

Le quotient $\frac{W}{t}$ de l'énergie par le temps, qui représente l'énergie dépensée pendant l'unité de temps, est la puissance dépensée. On la désigne par P et on écrit :

$$P = RI^2.$$

Les mécaniciens comptent la puissance en *kilogrammètres par seconde*. Les électriciens la mesurent en *joules par seconde*, c'est-à-dire en *watts*.

$$\begin{aligned} \text{(un microwatt} &= \frac{1}{1\,000\,000} \text{ de watt,} \\ \text{un hectowatt} &= 100 \text{ watts,} \\ \text{un kilowatt} &= 1\,000 \text{ watts).} \end{aligned}$$

17. Ohm. — Il résulte de notre définition de la résistance qu'une résistance de un ohm est une résistance dans laquelle il se dépense une puissance de 1 watt pour un courant de 1 ampère.

$$\begin{aligned} \text{(un microhm} &= \frac{1}{1\,000\,000} \text{ d'ohm,} \\ \text{un mégohm} &= 1\,000\,000 \text{ d'ohms).} \end{aligned}$$

18. Résistivité des métaux. — La loi de Joule nous permet de trouver la valeur de la résistance d'un conducteur quelconque.

En faisant varier la longueur et la section de fils conducteurs, l'expérience

montre que la résistance pour un métal donné, à une température donnée, varie proportionnellement à la longueur et en raison inverse de la section.

On exprime cette loi en écrivant :

$$R = \rho \frac{l}{s}$$

ρ caractérise alors la nature du métal et s'appelle sa *résistivité*. De la formule ci-dessus on tire :

$$\rho = R \frac{s}{l}$$

Sur cette dernière formule nous voyons que : pour $s = 1$ et $l = 1$,
 $\rho = R$, ce qui s'énonce :

« La résistivité d'un conducteur est numériquement égale à la résistance d'un conducteur de même métal ayant pour longueur l'unité de longueur et pour section l'unité de section ».

Il est commode de prendre le centimètre comme unité de longueur et le centimètre carré comme unité de section.

La résistivité s'exprimera alors en *ohms-cm*, en *microhms-cm* ou encore en *mégohms-cm*.

Connaissant par une mesure suivie d'un calcul la valeur de la résistivité d'un métal, on pourra calculer à l'avance la résistance d'un conducteur filiforme quelconque de ce métal. C'est là l'intérêt de cette notion de résistivité.

Voici, en microhms-cm, à la température de 15° centigrades, la résistivité de quelques échantillons de métaux différents :

Argent	1,5	Plomb	19
Cuivre	1,6	Mallehort	30
Aluminium.	2,9	Constantan	50
Nickel.	12	Ferro-nickel	80
Fer	13,3	Mercure	95

La résistivité du cuivre (du fer, de l'aluminium), croît de $\frac{1}{250}$ environ par degré centigrade d'élévation de température. Celle du constantan est pratiquement invariable. Celle du charbon décroît lorsque la température croît.

Nous pouvons maintenant résoudre le problème suivant :

Quelle est la résistance d'un fil de cuivre de 60 mètres de longueur et de 1 mm² de section, à 15° centigrades ?

$$R = \rho \frac{l}{s} = 1,6 \frac{60 \times 100}{0,01} = 960\,000 \text{ microhms,}$$

ou

0,96 ohm.

C'est un résultat à retenir. Un fil de cuivre de 1 mm² de section et de 60 mètres de longueur a environ 1 ohm de résistance, à la température ordinaire.

19. Résistances en série. — Par la loi de Joule, on peut montrer que si l'on met bout à bout plusieurs conducteurs filiformes de résistances différentes, $R_1, R_2, R_3, \text{etc.}$, et que l'on fasse passer un courant à travers la chaîne ainsi formée, la puissance dépensée dans la chaîne est la même que celle qui serait dépensée, pour une même valeur du courant, dans une résistance R dont la valeur serait égale à la somme des résistances $R_1, R_2, R_3, \text{etc.}$

On dit, pour traduire ce fait :

« Quand des résistances sont *en série*, la résistance de l'ensemble est égale à la somme des résistances *mises en série*.

Il résulte de ceci que, dans une série de résistances, si une ou plusieurs résistances sont très faibles devant les autres, nous pourrions les négliger sans faire d'erreur sensible dans le calcul de la puissance dissipée en chaleur.

20. Résistances en parallèle. — Soit une pile alimentant un système de trois résistances R_1, R_2, R_3 , associées ainsi que le représente le schéma (en parallèle). — Il y aura un courant dans chacune des branches.

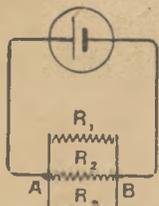


Fig. 10.

La quantité de chaleur dégagée dans l'ensemble des trois résistances ne variera pas si on les remplace par des résistances de même valeur mais faites toutes trois avec un fil de même métal et ayant même longueur pour les trois résistances. Les sections des trois fils seront respectivement S_1, S_2 et S_3 .

Nous pourrions, sans changer la quantité de chaleur dégagée, remplacer ces trois fils, de même longueur, de même métal, associés en A et B, par un fil unique de même longueur, de même métal, et ayant pour section la somme des trois sections, c'est-à-dire $S_1 + S_2 + S_3$.

L'expérience le vérifie. Si nous appelons R la résistance du fil unique, on a :

$$R = \rho \frac{l}{s_1 + s_2 + s_3}.$$

On a d'autre part :

$$R_1 = \rho \frac{l}{s_1} \quad R_2 = \rho \frac{l}{s_2} \quad R_3 = \rho \frac{l}{s_3}.$$

On peut écrire :

$$\frac{1}{R} = \frac{s_1 + s_2 + s_3}{\rho l}, \quad \frac{1}{R_1} = \frac{s_1}{\rho l}, \quad \frac{1}{R_2} = \frac{s_2}{\rho l} \quad \text{et} \quad \frac{1}{R_3} = \frac{s_3}{\rho l}.$$

D'où nous tirons :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3},$$

ce qui nous permet d'énoncer (car on trouverait une expression analogue pour un nombre quelconque de résistances mises en parallèle) :

« Quand plusieurs résistances sont groupées en parallèle, la résistance de l'ensemble est telle que son inverse est égale à la somme des inverses des résistances associées. »

21. Courants dérivés. — Le fait que la résistance d'un conducteur varie en raison inverse de sa section, cet autre fait que l'on peut remplacer, sans modifier la quantité de chaleur dégagée, un ensemble de plusieurs conducteurs

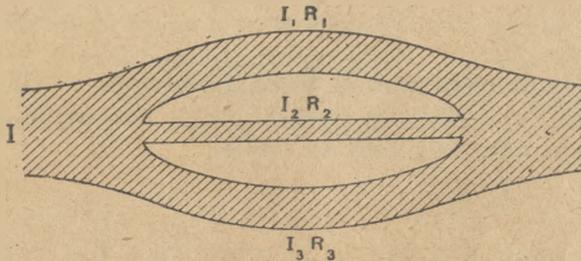


Fig. 11.

de même métal, de même longueur, par un conducteur de même métal et de même longueur ayant une section égale à la somme des sections des conducteurs, nous autorisent à penser que le courant se répartit uniformément dans la section d'un conducteur.

Si nous fendons longitudinalement un conducteur parcouru par un courant, de façon que les sections des branches ainsi formées soient constantes, il y aura dans chaque branche un courant proportionnel à la section de cette branche, c'est-à-dire en raison inverse de sa résistance.

On peut remplacer une branche par une résistance quelconque équivalente. Donc, étant donné un conducteur qui se bifurque en plusieurs branches

dérivées, l'intensité dans ce conducteur est égale à la somme des intensités dans chacune des branches :

$$I = I_1 + I_2 + I_3 + \dots$$

et d'autre part l'intensité dans chacune des branches est en raison inverse de sa résistance.

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2}{R_1} \quad \frac{I_2}{I_3} = \frac{R_3}{R_2}$$

D'où :

$$R_1 I_1 = R_2 I_2 = R_3 I_3 = \dots$$

L'expérience vérifie ces affirmations.

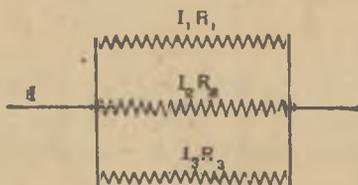


Fig. 12.

22. Association de résistances de façon quelconque. — On calcule séparément la résistance équivalente de chaque groupe de résistances en parallèle. Une addition donne alors la résistance totale.

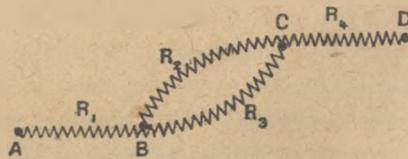


Fig. 13.

23. Résistance intérieure d'une pile. — Considérons maintenant un circuit complet formé d'une pile débitant sur une résistance R_1 mise en série avec un ampèremètre de résistance R_2 .

L'expérience montre que la quantité de chaleur dégagée par le passage du courant dans le circuit est la même que celle qui serait dégagée, pour une même valeur du courant, dans une résistance R supérieure à $R_1 + R_2$.

Nous écrirons :

$$R = R_1 + R_2 + r.$$

En accord avec le fait que le courant traverse la pile, nous appellerons r la *résistance intérieure de cette pile*, et nous dirons :

« La résistance d'un circuit est égale à la somme des résistances mises en série dans ce circuit. » (Voir 22.)

R , R_1 et R_2 étant mesurables par expériences, r sera donné par

$$r = R - R_1 - R_2.$$

L'expérience montre que la résistance intérieure d'une pile dépend des dimensions de cette pile, la résistance de chacun des éléments en série dans cette pile suivant à peu près la loi $R = \rho \frac{l}{s}$.

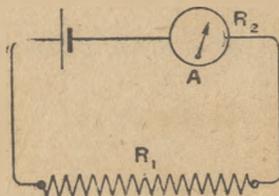


Fig. 14.

24. Force électromotrice d'une pile. — Reprenons le même circuit. Sa résistance totale est : $R = R_1 + R_2 + r$.

Nous pourrions faire varier R en substituant à R_1 successivement des résistances différentes. Si nous appelons I l'intensité du courant lue à l'ampèremètre, nous verrons que I varie en raison inverse de R , et nous traduirons cette loi de variation par :

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

E étant le facteur de proportionnalité dont la valeur numérique sera $R I$.

Pour une pile de nature différente, nous trouverions une nouvelle valeur de E .

Cette valeur de E qui caractérise la nature de la pile et qui est telle que le courant lui est proportionnel, s'appellera : *force électromotrice de la pile*.

REMARQUE. — La force électromotrice d'une pile ne dépend pas des dimensions de la pile, mais uniquement de la nature de cette pile.

25. Loi d'Ohm. — Par raison de commodité, nous dirons que la force électromotrice est la *cause* qui produit le courant dans le circuit.

Le courant ayant un sens déjà défini, nous dirons que c'est parce que la force électromotrice a précisément ce sens.

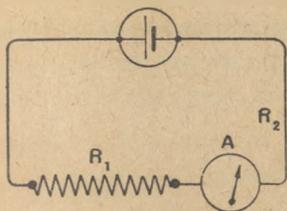


Fig. 15.

En généralisant, nous dirons encore : Si une force électromotrice E agit dans un circuit de résistance totale R , il passera, dans ce circuit, un courant de même sens que la force électromotrice et ayant pour valeur :

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

C'est la loi d'Ohm, qui peut s'écrire :

$$I = \frac{E}{R}, \quad E = RI, \quad R = \frac{E}{I}.$$

26. Volt. — Dans les formules ci-dessus, si I est en ampères et R en ohms, E sera exprimé en volts. D'après cela, le volt est la force électromotrice qui fait passer un courant de 1 ampère dans un circuit dont la résistance est de 1 ohm.

$$(1 \text{ microvolt} = \frac{1}{1\,000\,000} \text{ de volt}).$$

27. Nouvelles formes de la loi de Joule. — En tenant compte de la loi d'Ohm, la loi de Joule, appliquée à un circuit, peut maintenant s'écrire .

$$P = RI^2 = EI = \frac{E^2}{R}.$$

Les différentes expressions de la loi d'Ohm et ces formules nous permettront de calculer l'une quelconque des 4 grandeurs P , I , E , R , si on connaît deux d'entre elles.

Supposons connues I et E . Cherchons R et P . On a de suite : $R = \frac{E}{I}$ (loi d'Ohm) ; et $P = EI$ (loi de Joule).

Exemple : Un circuit est parcouru par un courant de 5 ampères. Dans ce circuit, agit une force électromotrice de 20 volts. Quelle est la résistance du circuit et quelle est la puissance dissipée en chaleur dans ce circuit ?

1°

$$R = \frac{E}{I} = \frac{20}{5} = 4 \text{ ohms};$$

2°

$$P = EI = 20 \times 5 = 100 \text{ watts.}$$

28. Mesure de la force électromotrice d'une pile. — Considérons un circuit formé d'une pile, d'un ampèremètre et d'une résistance. Soit r la résistance

intérieure de la pile, et E sa force électromotrice. Appelons R la résistance totale mise en série avec la pile. Soit I la valeur de l'intensité du courant.

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

Si r est négligeable devant R , on a $I \equiv \frac{E}{R}$,

d'où :

$$E \equiv RI.$$

Dans ce cas, nous aurons sensiblement la valeur de E en multipliant par R la valeur de l'intensité lue à l'ampèremètre.

Une pile Leclanché a une force électromotrice de 1,5 volt environ.

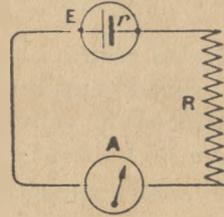


Fig. 16.

29. Voltmètre. — Pour obtenir la valeur de la force électromotrice, il faut effectuer le produit RI . On peut se dispenser de cette opération. Il suffit, pour cela, de multiplier par R tous les nombres de la graduation de l'ampèremètre. L'ampèremètre donnera alors directement la valeur de la force électromotrice de la pile. L'ensemble de l'ampèremètre et de la résistance en série constitue alors un *voltmètre* et permettra la mesure des forces électromotrices des piles, à la condition que la résistance du voltmètre soit grande devant celles des piles dont on veut mesurer la force électromotrice.

En pratique, l'ampèremètre et sa résistance sont souvent logés dans une même boîte n'ayant que deux bornes apparentes.

30. Emplois du voltmètre. — 1° Etant donnée une pile de force électromotrice inconnue, mais de résistance faible devant celle du voltmètre, nous pourrions connaître par simple lecture la valeur de sa force électromotrice.

2° Si nous nous proposons de faire travailler cette pile sur une résistance extérieure R grande devant sa résistance intérieure, le courant dans R sera sensiblement $I \equiv \frac{E}{R}$.

Le voltmètre ayant donné E , une simple division donnera I . Le voltmètre nous donne donc ici un moyen rapide d'évaluer à l'avance le courant qui passera dans une résistance déterminée.

Dans ce cas (toujours si R est grand devant r et encore si la résistance du voltmètre est très grande devant r), on a pris l'habitude d'appeler *différence*

de potentiel l'indication du voltmètre. Cette différence de potentiel, un peu différente de E , se désigne par U . On écrit :

$$I \equiv \frac{U}{R}, \quad \text{d'où} \quad U \equiv RI \quad \text{et} \quad R \equiv \frac{U}{I}.$$

3° Si aux bornes AB d'une résistance R_1 , parcourue par un courant I_1 , on branche un voltmètre de résistance R_2 , il sera parcouru par un courant I_2 tel que $R_1 I_1 = R_2 I_2$ (Voir 21).

Si R_2 est très grand devant R_1 , le fait de brancher le voltmètre ne modifie pas sensiblement I_1 : (la résistance entre A et B ne varie pas beaucoup, et I_2 est très petit devant I_1 ; voir 20 et 21).

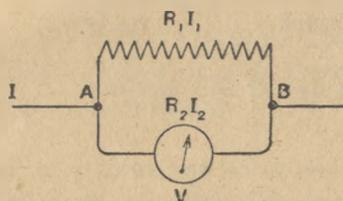


Fig. 18.

Le voltmètre par construction indique $R_2 I_2$ et par conséquent $R_1 I_1$.

Connaissant le produit $R_1 I_1$, nous pourrions trouver I_1 si nous connaissons à l'avance la valeur de R_1 .

Le voltmètre nous donne donc un moyen commode (à la condition que R_2 soit très grand devant R_1), d'évaluer l'intensité qui passe dans une résistance connue, sans interrompre ce courant.

Dans ce cas, on appelle encore *différence de potentiel* l'indication du voltmètre.

On écrit encore :

$$U = R_1 I_1 \quad \text{d'où} \quad I_1 = \frac{U}{R_1} \quad \text{et} \quad R_1 = \frac{U}{I_1}.$$

4° Considérons le système ci-contre formé de deux branches ayant pour résistance R_1 et R_2 .

On a : $R_1 I_1 = R_2 I_2 =$ indication du voltmètre. Si R_1 est une résistance connue par ailleurs, une simple division donnera I_1 ; nous avons là un procédé d'étalonnage d'un ampèremètre (procédé de seconde main).

Si l'ampèremètre est bien étalonné, il donne I_1 et une division donnera R . Nous avons là un procédé de mesure des résistances (procédé de 3° main).

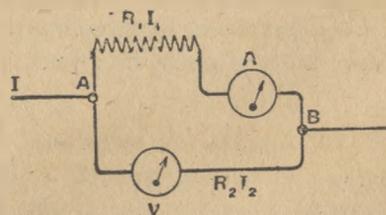


Fig. 18.

APPLICATIONS

31. Electrolyse. — *Chercheurs de pôles.* — Ces appareils utilisent un électrolyte qui se décompose en donnant à l'anode et à la cathode des produits de couleurs différentes.

32. Loi de Joule. — *Chauffage.* — En faisant passer un courant dans un conducteur, on l'échauffe (possibilité du chauffage électrique).

Eclairage. — Par un courant suffisamment intense, on peut porter au rouge et au blanc un fil métallique, qu'on protégera de l'oxydation en le mettant dans le vide ou dans un gaz incolore neutre. On réalise ainsi l'éclairage électrique par lampes à incandescence.

Fusibles. — Par un courant suffisamment intense, on peut obtenir la fusion du métal et, par conséquent, la rupture du circuit et du courant. On utilise ce fait dans les *coupe-circuits*.

Le coupe-circuit se compose de deux bornes fixées sur un socle isolant et incombustible, et réunies par un fil fusible. Cet appareil étant intercalé dans un circuit, coupera automatiquement ce circuit quand le fil fusible fondra, c'est-à-dire quand l'intensité du courant sera suffisamment grande.

Ce fil est souvent en plomb ou en alliage plomb-étain, le plomb et l'étain ayant une haute résistivité et fondant tous deux à basse température.

Voici un petit tableau permettant de choisir le diamètre, en millimètres, à donner à des fusibles de plomb ou d'alliage de plomb dont la longueur serait d'au moins 25 millimètres (distance comptée entre parties des bornes les plus voisines).

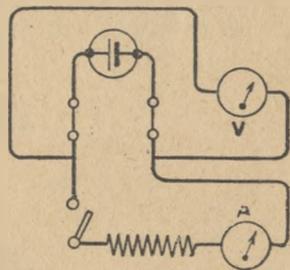


Fig. 19.

Intensité de fusion	Diamètre	Intensité de fusion	Diamètre
1	0,20	4	0,50
2	0,30	5	0,60
3	0,40	10	1

Pour ces faibles intensités, on prendra pour valeur de l'intensité de fusion, trois fois environ l'intensité normale.

Densité de courant. — On utilise le courant dans des circuits préparés à l'avance. Pour obtenir les effets escomptés, il importe que le courant suive bien le chemin qu'on lui a préparé et qu'il n'en puisse trouver d'autre.

Pour cela, on recouvre les conducteurs d'un corps isolant : coton, papier, caoutchouc. Ces substances conduisent mal la chaleur, s'altèrent vite à température un peu élevée, et sont inflammables.

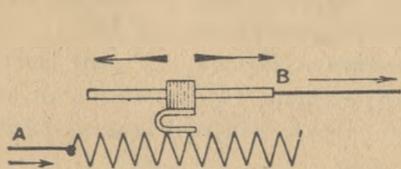


Fig. 20.

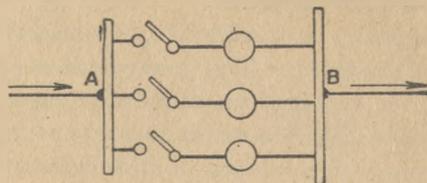
Rhéostat à curseur (l varie).

Fig. 21.

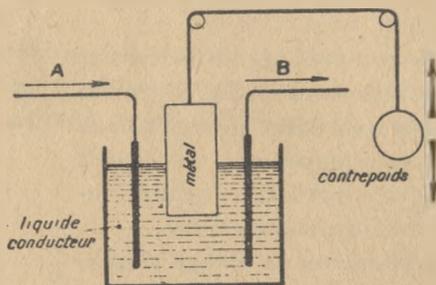
Rhéostat des lampes (s varie).

Fig. 22.

Rhéostat liquide (ρ varie et s aussi).

Pour assurer la conservation de l'isolant et éviter des échauffements dangereux, il est prudent de ne pas faire passer plus de 4 ampères par millimètre carré dans les conducteurs ordinaires en cuivre qui sont recouverts de caoutchouc.

Il y a, d'autre part, intérêt à ne pas gaspiller d'énergie dans des conducteurs qui n'ont qu'un rôle de transport à jouer.

Epissures. — Pour ces raisons, les épissures doivent être faites de manière que les fils à raccorder soient bien propres (les oxydes métalliques sont très peu conducteurs), et qu'ils entrent en *contact* franc sur une surface de 1 cm² environ pour 10 ampères. Il est bon de souder les épissures quand cela est possible.

Interrupteurs. — Cette base de 1 cm² pour 10 ampères nous permettra de proportionner les surfaces de contact de nos interrupteurs aux intensités normales pour lesquelles ils seront prévus.

Rhéostats. — On appelle ainsi des résistances variables par simple manœuvre.

La résistance d'un conducteur est en général donnée par :

$$R = \rho \frac{l}{s}$$

Si nous voulons faire varier R , il faudra faire varier ρ ou l ou s , séparément ou simultanément. De là, au moins 7 classes de rhéostats possibles. Exemples : (fig. 20, fig. 21, fig. 22).

On construit généralement les rhéostats métalliques en fil nu de maillechort (résistivité : 30 microhms-cm). Si le rhéostat est bien ventilé, on peut admettre indéfiniment 4 ampères par millimètre carré de section du fil conducteur.

33. Courants dérivés. — *Shunt d'ampèremètre.* — Soit un ampèremètre de résistance R . Branchons à ses bornes une résistance R_1 . Appelons I_1 et I_2 les courants dérivés et I le courant total.

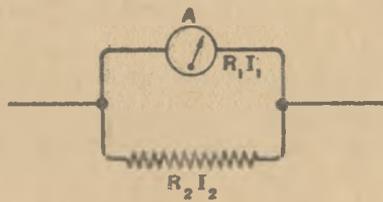


Fig. 23.

On a : (voir 21)

$$I = I_1 + I_2 \quad \text{et} \quad R_1 I_1 = R_2 I_2$$

De la première égalité, on tire :

$$I_2 = I - I_1$$

La seconde peut alors s'écrire :

$$R_1 I_1 = R_2 I - R_2 I_1$$

c'est-à-dire :

$$(R_1 + R_2) I_1 = R_2 I$$

et enfin :

$$I = \frac{R_1 + R_2}{R_2} I_1$$

On connaîtra donc la valeur de I en multipliant I_1 lu à l'ampèremètre par $\frac{R_1 + h_2}{h_2}$. R_2 pouvant être choisi, on pourra donner au rapport $\frac{R_1 + R_2}{R_2}$ telle valeur que l'on voudra à l'avance. Il est commode de donner à ce rapport des valeurs entières se prêtant bien au calcul mental pour l'obtention de I .

34. Remarque. — La loi $R = \rho \frac{l}{s}$ ne nous permet pas de calculer la résistance d'un contact. Si le contact a lieu entre conducteurs de nature et de section très différentes, nous ne pourrons pas, à plus forte raison, en connaître la valeur.

L'expérience montre que la résistance d'un tel contact dépend du sens du courant et de sa valeur. En particulier, le contact pointe métallique-galène est très curieux parce qu'il présente de grandes variations de résistances pour des variations relativement faibles de l'intensité du courant, et que le sens du courant a une grande importance sur l'amplitude de ces variations.

Nous représenterons le contact pointe métallique-galène par \square^{\vee} .

CHAPITRE III

PILES. ACCUMULATEURS

PILES

35. Association en série. — Relions ensemble plusieurs piles; comme l'indique le schéma, et aux pôles libres connectons un voltmètre (très résistant).

Si E_1, E_2, E_3, \dots sont les forces électromotrices de chacune des piles, le voltmètre nous indiquera un nombre de volts ayant pour valeur $E_1 + E_2 + E_3 + \dots$. Cette somme est appelée *force électromotrice* de la batterie de piles.

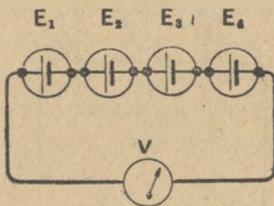


Fig. 24.

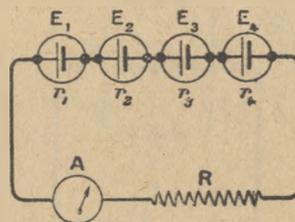


Fig. 25.

Cette batterie de piles pourra être considérée comme une pile unique dont la force électromotrice sera la somme des forces électromotrices de chacune des piles, et dont la résistance intérieure sera la somme des résistances intérieures des piles. Cette pile unique aura pour pôles les deux pôles libres de la batterie.

Soient r_1, r_2, r_3, r_4 les résistances intérieures des piles, et fermons la batterie sur une résistance R . Il passera dans cette résistance un courant I donné par :

$$I = \frac{E_1 + E_2 + E_3 + E_4}{(r_1 + r_2 + r_3 + r_4) + R}$$

Si les piles sont identiques et qu'on en ait n en série, on aura, r étant la résistance intérieure d'une pile et E sa force électromotrice :

$$I = \frac{nE}{nr + R}$$

Exemple : Montons en série 10 piles identiques ayant chacune une force électromotrice de 1,5 volt et une résistance intérieure de 2 ohms. Faisons débiter la batterie sur une résistance extérieure de 40 ohms.

Le courant qui passera dans le circuit aura une intensité I donnée par :

$$I = \frac{nE}{nr + R} = \frac{10 \times 1,5}{10 \times 2 + 40} = \frac{15}{60} = 0,25 \text{ ampère.}$$

Cas particulier : R est très grand devant nr . On peut, dans ce cas, écrire :

$I \approx \frac{nE}{R}$ et on voit que le courant est proportionnel au nombre de piles associées.

On représente une batterie de piles associées en série par $| \cdot | \cdot | \cdot | \cdot | \cdot | \cdot |$.

36. Association en parallèle. — Relions plusieurs piles identiques comme l'indique le schéma, et aux points A et B connectons un voltmètre (très résistant).

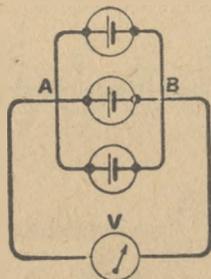


Fig. 26.

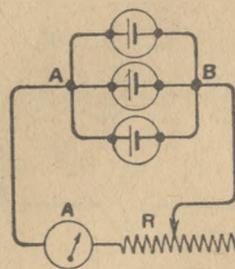


Fig. 27.

Si E est la force électromotrice d'une pile, le voltmètre indique E .

Cette batterie de piles pourra être considérée comme une pile unique, de force électromotrice E et de résistance intérieure égale à la résistance intérieure

d'une pile divisée par le nombre de piles associées. Soit r la résistance intérieure d'une pile. Si on ferme la batterie sur une résistance extérieure R , il passera dans cette résistance un courant I donné par :

$$I = \frac{E}{\frac{r}{n} + R} = \frac{nE}{r + Rn}$$

Exemple : Associons en parallèle 12 éléments identiques ayant chacun une force électromotrice de 1,5 volt et une résistance intérieure de 6 ohms. Fermons la batterie de piles sur une résistance extérieure de 2 ohms.

Le courant qui passera dans la résistance extérieure sera donné par :

$$I = \frac{nE}{r + Rn} = \frac{12 \times 1,5}{6 + 2 \times 12} = \frac{18}{30} = \frac{3}{5} = 0,6 \text{ ampère.}$$

Il importe de remarquer que le courant dans chaque pile est $\frac{I}{n}$ (0,05 ampère dans l'exemple choisi).

Cas particulier : r est très grand devant Rn . On peut écrire alors :

$$I \equiv \frac{nE}{r}$$

ce qui exprime que le courant est proportionnel au nombre de piles associées.

37. Fonctionnement d'une pile chimico-électrique. — Prenons une pile Leclanché et faisons la débiter sur un rhéostat. A chaque valeur de la résistance du rhéostat correspond une valeur de l'intensité du courant, et si nous appelons :

E la force électromotrice de la pile,

r sa résistance intérieure,

R la résistance du rhéostat augmentée de celle de l'ampèremètre, on aura, nous le savons :

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

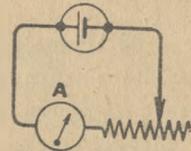


Fig. 28.

Donnons à R des valeurs de plus en plus petites, I croît de plus en plus, mais la loi : $I = \frac{E}{R + r}$ ne se vérifie plus. La valeur de I lue à l'ampèremètre est plus petite que la valeur calculée.

Pour des valeurs de R suffisamment petites, la différence entre I calculée et I mesurée devient considérable. La pile ne semble plus obéir à notre loi. Sa

force électromotrice est devenue plus faible ou sa résistance intérieure a augmenté. Peut-être même les deux choses se sont-elles produites à la fois. — La pile est alors dite *polarisée*.

Ce phénomène s'appelle *polarisation de la pile*. Il se produira dans toutes les piles chimico-électriques.

Pour dépolairiser une pile, il suffit de la laisser quelques minutes à circuit ouvert.

Elle se *dépolairise* spontanément peu à peu.

Il résulte de la constatation de ce phénomène que nous ne pourrions parler de la force électromotrice et de la résistance intérieure d'une pile que tant que cette pile ne sera pas polarisée. L'expérience seule nous fixera sur l'intensité admissible sans qu'il y ait polarisation pour une pile donnée. Si nous avons besoin d'intensités supérieures, nous mettrons des piles identiques en parallèle.

On attribue la polarisation des piles à un dépôt d'hydrogène qui se produirait au pôle positif de la pile sous l'action du passage du courant, par décomposition du liquide. On a donc cherché à brûler cet hydrogène au fur et à mesure de sa formation, et pour cela on entoure le pôle positif de corps conducteurs avides d'hydrogène. Dans la pile Leclanché, le corps dépolairisant est le bioxyde de manganèse. L'emploi d'un dépolairisant recule considérablement l'apparition de la polarisation.

ACCUMULATEURS

38. Principe des accumulateurs. — Une pile emprunte l'énergie électrique qu'elle fournit aux combinaisons chimiques des corps qui la constituent. Quand ces combinaisons sont complètement terminées, la pile ne peut plus fournir d'énergie électrique. Elle est épuisée.

Si les combinaisons chimiques qui donnent naissance au courant sont réversibles, on peut espérer ramener la pile à son état chimique initial en la faisant traverser par un courant allant du pôle positif au pôle négatif (sens inverse du courant qu'elle débite).

L'expérience a montré que beaucoup de piles sont réversibles ou *régénérables*.

Une pile réversible est appelée *accumulateur* et se représente dans les schémas par $||$ (le trait gros et court désignant le pôle négatif quand l'accumulateur fonctionne comme pile).

Quand l'accumulateur fonctionne comme pile, on dit qu'il se *décharge*.

Le courant qui le traverse alors est le *courant de décharge*. Quand, au contraire, on régénère l'accumulateur, on dit qu'on le *charge*. Le courant de charge est de sens inverse au courant de décharge. Un accumulateur étant chargé, on peut le *décharger*, le *recharger*, etc.

39. Capacité d'un accumulateur. — D'après ce que nous savons de l'électrolyse, la durée de la décharge d'un accumulateur donné sera (théoriquement au moins) inversement proportionnelle à l'intensité du courant de décharge. Si T est la durée de la décharge, et I l'intensité maintenue constante du courant de décharge, nous écrirons :

$$T = \frac{K}{I}$$

K étant un coefficient de proportionnalité, caractéristique de l'accumulateur, numériquement égal à TI , et que nous appellerons la *capacité de l'accumulateur*.

Si T est en heures et I en ampères, K sera exprimé en *ampères-heures*.

Un accumulateur d'une capacité de 20 ampères-heures est un accumulateur qui peut, en se déchargeant, fournir un courant moyen de 1 ampère pendant 20 heures, ou un courant de 2 ampères pendant 10 heures ⁽¹⁾.

La capacité d'un accumulateur dépend de sa nature et de la masse des plaques qui le constituent.

40. Association des accumulateurs. — Les accumulateurs s'associent en série ou en parallèle comme les piles.

Des accumulateurs quelconques peuvent être associés en série. Dans les schémas, on représente ainsi une batterie d'accumulateurs mis en série $| \text{||} | \text{||} | \text{||} |$.

Des accumulateurs identiques peuvent être mis en parallèle.

Comme pour les piles, on pourra considérer une batterie d'accumulateurs en série comme un accumulateur unique ayant pour force électromotrice la somme des forces électromotrices de chacun des accumulateurs, et comme résistance intérieure, la somme de leurs résistances intérieures.

Si les accumulateurs sont identiques, la capacité de l'ensemble sera la même que la capacité d'un seul.

Une batterie d'accumulateurs composée d'éléments identiques en parallèle pourra être considérée comme un accumulateur unique de même force électromotrice qu'un des éléments, mais ayant une résistance intérieure égale à celle

(1) En réalité la capacité d'un accumulateur est fonction du régime de décharge : elle diminue quand le courant de décharge croît.

d'un élément divisée par leur nombre ; la capacité de l'ensemble sera le produit de la capacité d'un élément par leur nombre.

41. Accumulateur au plomb. — En tant que pile, il se compose d'un récipient contenant de l'eau acidulée par l'acide sulfurique, dans laquelle sont plongées deux électrodes, appelées plaques, constituées par des armatures de plomb garnies l'une d'une pâte poreuse de bioxyde de plomb (pôle positif), l'autre de plomb spongieux.

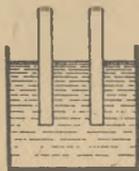
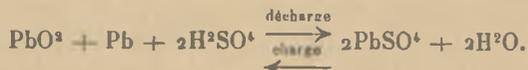


Fig. 29.

On admet que les réactions chimiques réversibles qui ont lieu au sein de l'accumulateur sont représentées par l'équation chimique :



équation qui doit être lue de gauche à droite pour la décharge et de droite à gauche pour la charge.

(PbO^2 = bioxyde de plomb ; Pb = plomb ; H^2O = eau).

42. Concentration de l'acide sulfurique dans un accumulateur au plomb. — La force électromotrice d'un accumulateur au plomb croît avec la concentration de l'acide sulfurique. Elle varie de 1,87 volt à 2,20 volts lorsque la quantité d'acide sulfurique varie de 70 à 800 grammes par litre d'eau.

Si l'acide est trop concentré, il attaque le plomb spongieux de la plaque négative et le sulfate, sans effet utile. Il en résulte une diminution de la capacité et un accroissement de la résistance intérieure, le sulfate de plomb étant peu conducteur.

La résistivité du liquide est minimum pour une teneur en acide de 360 grammes par litre (26° B). Elle varie peu entre 260 et 670 grammes par litre (20 à 40° B), mais au-delà elle croît rapidement.

La formule qui régit la charge et la décharge montre que la concentration de l'acide est plus grande après la charge qu'après la décharge.

On obtient un bon fonctionnement de l'accumulateur en adoptant à fin de charge une concentration voisine de 400 grammes par litre (28° B. environ).

43. Force électromotrice d'un accumulateur au plomb au repos. — Si le liquide est en excès, ce qui est généralement le cas, la concentration de l'acide est presque la même que l'accumulateur soit chargé ou non. Par suite, la force électromotrice est sensiblement la même.

Avec la teneur en acide que nous avons adoptée, la force électromotrice a pour valeur 2,05 volts environ.

44. Force électromotrice d'un accumulateur au plomb pendant la charge.

— Pendant la charge, l'électrolyte contenu dans les pores de la matière active des plaques s'enrichit en acide, et cet excès d'acide ne peut se diluer dans le liquide extérieur que par diffusion. Il en résulte un accroissement sensible de la force électromotrice de l'accumulateur.

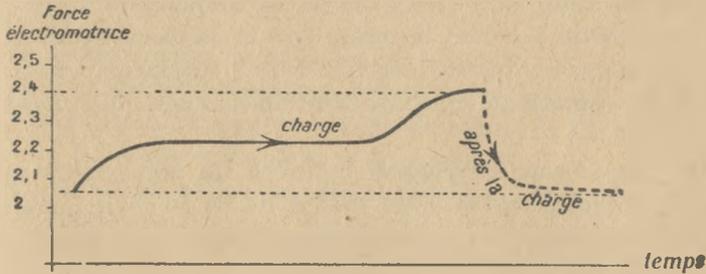


Fig 30.

Quand la charge est terminée, l'acide en excès dans les pores se diffuse lentement dans le liquide extérieur. Quand la concentration intérieure est redevenue égale à la concentration extérieure, ce qui arrive quelques minutes après la fin de la charge, la force électromotrice est revenue à sa valeur normale.

45. Force électromotrice d'un accumulateur au plomb pendant la décharge.

— L'électrolyte contenu dans les pores s'appauvrit en acide. Sa con-

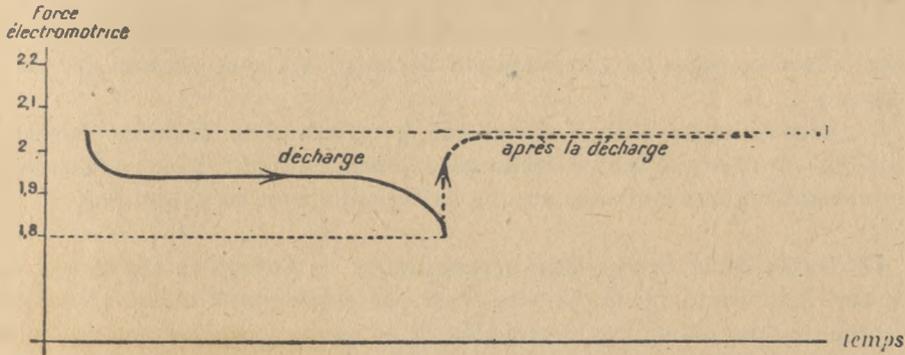


Fig. 31.

centration ne devient égale à la concentration du liquide extérieur que quelques minutes après la fin de la décharge. La force électromotrice, qui avait baissé pendant la décharge, reprend alors à peu près sa valeur primitive.

46. Charge et décharge d'un accumulateur au plomb. — La bonne conservation des plaques exige que l'on ne dépasse pas une certaine limite pour la valeur de l'intensité du courant de charge et du courant de décharge.

A défaut d'indications données par le constructeur, on pourra prendre 0,8 ampère par décimètre carré de surface de plaque positive.

Si, aux bornes d'une batterie *en charge*, on branche un voltmètre, les indications de ce voltmètre suivront la même loi que la force électromotrice de la batterie. Cette force électromotrice croît d'abord lentement pendant très longtemps, puis plus rapidement, et enfin reste stationnaire. La charge est alors terminée.

La couleur bien brune des plaques positives, un dégagement gazeux abondant autour des plaques, sont d'autres indices de fin de charge, mais le plus sûr est d'observer le voltmètre. — Les surcharges altèrent les plaques positives. — Les charges insuffisantes sulfatent les plaques.

Le voltmètre branché aux bornes d'une batterie donnera à la décharge l'allure de la force électromotrice. Quand, après une baisse lente, celle-ci décroîtra brusquement, on conclura que la décharge est terminée.

En pratique, pour un accumulateur en bon état, avec la concentration d'acide choisie, et le régime de charge et de décharge adopté, on peut considérer la charge comme terminée, lorsque le voltmètre indique (l'accumulateur étant encore en charge), 2,4 à 2,5 volts.

La décharge sera considérée comme terminée lorsque le voltmètre indiquera, (l'accumulateur étant encore en décharge), 1,7 à 1,8 volt.

Il ne faut pas décharger un accumulateur au-delà de cette limite et ne jamais laisser au repos un accumulateur déchargé. La conservation des plaques en dépend.

Un accumulateur chargé abandonné à lui-même se décharge lentement. Comme on ne doit pas laisser déchargé un accumulateur, il faut recharger périodiquement un accumulateur ou une batterie dont on ne se sert pas.

47. Durée de la charge d'un accumulateur — Lorsqu'on charge un accumulateur, le courant qui le traverse n'est pas entièrement utilisé à provoquer des combinaisons chimiques réversibles. Il se produit des actions secondaires sans effet utile. Il en résulte que, pour qu'un accumulateur donne lors de la décharge un certain nombre d'ampères-heures, il faudra lui fournir à la charge un nombre d'ampères-heures plus élevé. Ce nombre peut être plus élevé de 30 0/0 pour les accumulateurs d'une capacité de quelques ampères-heures, et de 20 0/0 pour les accumulateurs de quelques dizaines d'ampères-heures. On pourra, en

tenant compte de ces nombres, prévoir la durée de la charge d'un accumulateur donné.

48. Accumulateur fer-nickel. — Comme pile, il est composé d'un récipient contenant une solution de potasse dans laquelle plongent deux électrodes d'acier nickelé garnies, l'une de sesquioxyde de nickel (pôle positif), l'autre de fer (pôle négatif).

Sa force électromotrice au repos est de 1,5 volt.

Pendant la charge et la décharge, elle suit à peu près la même loi de variation que celle de l'accumulateur au plomb. Elle varie de 1,5 à 1,85 volt pendant la charge et de 1,5 à 1 volt pendant la décharge.

L'accumulateur fer-nickel est caractérisé par une grande robustesse. Les régimes de charge et de décharge peuvent être beaucoup plus élevés que pour l'accumulateur au plomb. Sa conduite est moins délicate. On peut le laisser déchargé et même en court-circuit (fermé sur une résistance faible devant la sienne) sans grand dommage.

A poids égal et surtout à volume égal, l'accumulateur au plomb garde une supériorité sur l'accumulateur fer-nickel au point de vue de l'énergie emmagasinée.

CHAPITRE IV

MAGNÉTISME. — ÉLECTROMAGNÉTISME. — APPLICATIONS.

MAGNÉTISME

49. Aimants naturels. — Il existe dans la nature des variétés d'oxyde de fer (qu'on appelle *oxydes magnétiques* de fer ou *pierres d'aimants* ou *aimants naturels*) qui jouissent de la propriété d'attirer le fer.

Cette propriété paraît concentrée en des points distribués d'une façon plus ou moins régulière et qu'on appelle les *pôles*.

50. Aimants artificiels. — En frottant (dans le sens de la longueur), toujours dans le même sens, un barreau d'acier trempé avec un pôle d'une pierre d'aimant, on constate que ce barreau acquiert la propriété d'attirer, lui aussi, le fer. Il n'y a alors que deux pôles, qui sont aux extrémités du barreau. On a ainsi un *aimant artificiel*.

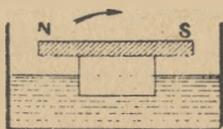


Fig. 32.

Nous savons qu'un barreau aimanté, libre de se mouvoir dans un plan horizontal, s'oriente à peu près dans la direction nord-sud, et qu'on appelle pôle nord le pôle qui se tourne vers le nord et pôle sud l'autre. En posant un barreau aimanté sur un flotteur dans un récipient contenant de l'eau, on trouvera tout de suite le nom des pôles de ce barreau.

51. Action mutuelle des pôles. — Si, du pôle nord de notre barreau posé

sur un flotteur, nous approchons le pôle nord d'un autre barreau, nous constatons une répulsion.

Il en serait de même si, du pôle sud, nous approchions un autre pôle sud.

Si, d'un pôle quelconque, nous approchions un pôle de nom contraire nous constaterions une attraction.

52. Hypothèses. — Pour expliquer les phénomènes dus aux aimants, on a été amené à faire les hypothèses suivantes :

Il y a au pôle nord d'un aimant une certaine quantité de *magnétisme nord* et au pôle sud une quantité *égale de magnétisme sud*. Les magnétismes de *même nom se repoussent*, les magnétismes de *nom contraire s'attirent*. La grandeur des attractions et des répulsions est proportionnelle aux *masses magnétiques* en présence et inversement proportionnelle au carré de leur distance.

53. Unité théorique de masse magnétique. — L'unité théorique de masse magnétique est la masse ponctuelle nord qui, agissant sur une même masse placée à une distance de 1 centimètre, la repousse avec une force égale à une dyne.

$$(1 \text{ dyne} = \frac{1}{981} \text{ gramme poids à Paris}).$$

54. Champ magnétique. — Soit un barreau aimanté et un point P extérieur. Supposons placée en ce point l'unité de masse magnétique.

Le pôle nord du barreau va exercer sur cette masse une force répulsive F_1 .

Le pôle sud exercera une force attractive F_2 . Les deux forces se composent pour donner une force résultante R. La direction et la grandeur de cette résultante dépendent de la position du point P, mais cette force sera définie dans tout l'espace environnant l'aimant.

On dit que cet espace est le signe d'un *champ de forces magnétiques*. La grandeur et la direction de la résultante des deux forces appliquées, en un point, à la masse magnétique unité, caractérisent le *champ* en ce point. On a l'habitude de représenter le champ par la lettre \mathcal{H} , dans les formules.

55. Gauss. — En grandeur, le champ magnétique s'exprime en *gauss*. Si, en un point d'un champ de forces magnétiques, la force qui s'exercerait

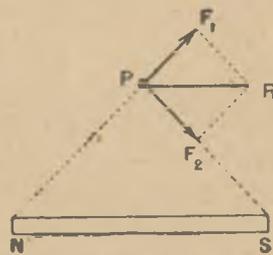


Fig. 33.

sur l'unité de masse magnétique était de 2, 3, 10 dynes, la grandeur du champ (l'intensité du champ) serait de 2, 3, 10 gauss.

56. Lignes de force. — Si nous supposons, en un point du champ magnétique d'un barreau aimanté, une masse magnétique nord libre de se mouvoir, cette masse, obéissant aux forces qui s'exercent sur elle, se précipiterait sur le pôle sud du barreau en décrivant une trajectoire qu'on appelle une *ligne de force*.

En chaque point du champ, on peut faire passer une ligne de force, et il résulte de cette conception que deux lignes de force ne peuvent se rencontrer.

57. Spectre magnétique. — On peut avoir une idée approchée de l'allure des lignes de force d'un champ magnétique, en plaçant parallèlement

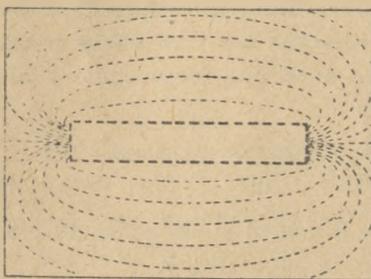


Fig. 34.

à ce champ une feuille de papier que l'on saupoudre de limaille de fer. Plaçons horizontalement un barreau aimanté, recouvrons-le d'une feuille rigide de carton et saupoudrons cette feuille de limaille de fer. La limaille se dispose en lignes serrées aux pôles et épanouies dans la région milieu du barreau.

58. Flux magnétique. Circuit magnétique. — L'aspect du spectre magnétique a suggéré l'hypothèse suivante, qui s'est montrée très féconde :

Il émane du barreau aimanté, au pôle nord, on ne sait pas quoi (qu'on appelle flux de force magnétique) qui, après s'être épanoui dans l'atmosphère, rentre dans le barreau par le pôle sud et passe à l'intérieur de l'aimant, du pôle sud au pôle nord.

Ce flux magnétique décrit, comme le courant électrique, un *circuit fermé* qu'on appelle *circuit magnétique*.

Si on casse un barreau aimanté, des pôles apparaissent à la cassure. Cette expérience paraît prouver que le corps de l'aimant est intéressé dans la circulation du flux magnétique.

59. Flux magnétique à travers une surface. — Dans une petite surface plane *normale* au champ environnant un point de l'espace, il passe une partie du flux magnétique.

On appelle flux à travers cette surface, le produit de l'intensité du champ en un point de cette surface, par la surface. Le flux se désigne dans les formules par la lettre Φ .

Si, dans une certaine région de l'espace, le champ a sensiblement la même valeur et la même direction, le flux à travers une surface plane normale au champ, située dans cette région, aura pour valeur :

$$\Phi = \mathcal{H}s.$$

Si s est en cm^2 , \mathcal{H} en gauss, Φ sera exprimé en *maxwells*.

Dans la même région de l'espace, une surface plane occupant une position quelconque par rapport au champ, serait traversée par un flux Φ donné par :

$$\Phi = \mathcal{H}s \cos \alpha$$

$\cos \alpha$ étant le cosinus de l'angle formé par la surface considérée et le plan perpendiculaire au champ.

60. Aimantation par influence. — Considérons le système ci-contre composé d'un barreau aimanté et de trois pièces de fer.

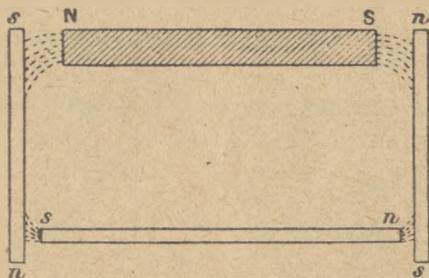


Fig. 35.

Si on fait le spectre magnétique d'un tel système, on voit que les lignes de force se concentrent dans les petits intervalles laissés entre les pièces de fer (*entrefers*) et que le champ magnétique est sensiblement nul loin de ces intervalles.

L'exploration faite avec une petite aiguille aimantée montre que toutes les pièces de fer sont devenues des aimants dont les pôles sont disposés ainsi que l'indique la figure.

On peut donc produire l'aimantation du fer à distance (par *influence*) à l'aide d'un barreau aimanté.

Un morceau de fer placé dans un champ quelconque, obtenu d'une façon quelconque, s'aimanterait de même.

L'aimantation obtenue par contact ou par influence ne persiste pas d'une façon stable dans le fer, mais elle persiste dans l'acier trempé. On l'appelle alors *aimantation rémanente* ou *aimantation résiduelle*.

L'aspect du spectre magnétique du système considéré confirme encore l'hypothèse du circuit magnétique fermé. Si nous mettons toutes les pièces au collage de façon qu'il n'y ait plus d'entrefer, toute propriété magnétique extérieure disparaît. Dans ce cas, le flux magnétique circule seulement à l'intérieur des pièces métalliques. On dit que le circuit magnétique est *complètement fermé*.

ÉLECTROMAGNÉTISME

61. Champ magnétique dû à un courant rectiligne indéfini. Règle de Maxwell. — Nous savons qu'un courant agit sur un aimant. La raison en est qu'un courant crée autour de lui un flux magnétique et, par conséquent, un champ magnétique.

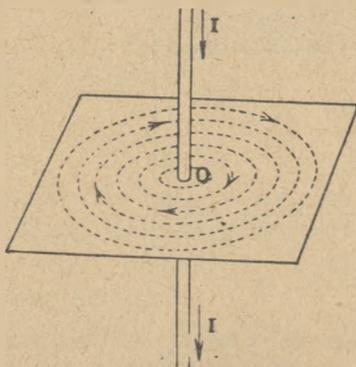


Fig. 36.

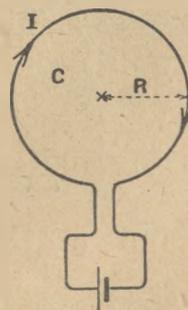


Fig. 37.

Faisons passer un courant dans un conducteur rectiligne vertical traversant en un point O une feuille de carton plane perpendiculaire au fil. Saupoudrons le carton de limaille de fer. Nous verrons les grains de limaille se disposer en cercles concentriques de centre O. Le flux émis par un courant rectiligne semble donc tourner autour de ce courant. La direction du champ est,

en chaque point, tangente à la circonférence de centre O passant par ce point. Son sens peut être retrouvé par la convention d'Ampère prise à l'envers.

Maxwell a donné une règle simple permettant de trouver le sens du flux et, par conséquent, du champ, connaissant le sens du courant ou inversement. Voici cette règle :

Le flux tourne dans le même sens qu'un tire-bouchon, d'axe parallèle au conducteur, qui progresserait dans le sens du courant. (Tire-bouchon ordinaire : pas à droite.)

On vérifie expérimentalement que le champ produit en un point P, situé à une distance d d'un fil conducteur rectiligne très long parcouru par un courant I, a pour valeur :

$$\mathcal{H} = \frac{2I}{10d}$$

(\mathcal{H} en gauss, I en ampères, d en centimètres).

62. Champ au centre d'un courant circulaire. — On vérifie expérimentalement que le champ au centre C d'un courant circulaire I de rayon R, est donné par la formule :

$$\mathcal{H} = \frac{2\pi I}{10R} \quad (\pi = 3,1416).$$

Le sens du champ est donné aisément par la règle du tire-bouchon. Dans le cas de la figure, il va d'avant en arrière (fig. 37).

63. Solénoïde. Champ dans la région moyenne d'un solénoïde long. — Enroulons régulièrement sur un cylindre isolant un fil conducteur isolé. Cet enroulement constitue un solénoïde.

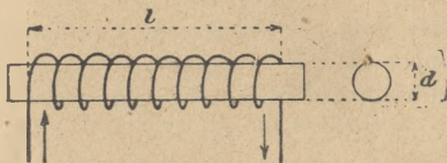


Fig. 38.

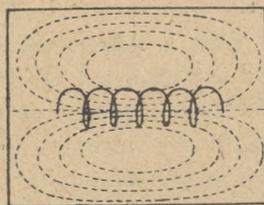


Fig. 39.

Faisons passer un courant I dans ce solénoïde et réalisons le spectre magnétique d'un tel système.

Le flux magnétique paraît encore décrire un circuit fermé. Il se concentre

dans la région moyenne du solénoïde et s'épanouit vers les extrémités pour se répandre dans le milieu extérieur. Son sens, aisément reconnu à l'aide d'une boussole, est rappelé par la règle de Maxwell appliquée à une spire quelconque.

De la valeur du champ à l'extérieur d'un fil rectiligne indéfini, Laplace a déduit une loi mathématique qui permet de calculer le champ dû à un courant de forme quelconque, en un point extérieur quelconque. Cette loi donne, pour la valeur du champ au centre d'un courant circulaire, le résultat annoncé. Appliquée au cas du solénoïde long (l grand devant d ; pratiquement, l plus grand que $10d$), elle montre que le champ à l'intérieur, dans la *région moyenne*, a pour valeur :

$$\mathcal{H} = \frac{4\pi nI}{10}$$

(n en gauss, I en ampères, n nombre de spires par centimètre. Si N est le nombre total de spires, $n = \frac{N}{l}$, l étant exprimé en centimètres. Le produit nI est appelé *nombre d'ampères-tours par centimètre* ou *nombre d'ampères-tours spécifiques*. Le produit NI est dit : *nombre d'ampères-tours*.)

Le calcul montre que le champ est plus faible à l'intérieur vers les extrémités que dans la région moyenne. Le spectre magnétique montre d'ailleurs que le flux est plus concentré dans cette région.

64. Analogies entre les solénoïdes et les barreaux aimantés. — Le spectre d'un solénoïde est tout à fait semblable à celui d'un barreau aimanté. L'expérience montre qu'au point de vue des *actions extérieures* un solénoïde se comporte comme un véritable aimant. Il y a donc lieu de considérer les pôles, nord et sud, d'un solénoïde.

65. Flux à travers un solénoïde très long. — On appelle *flux à travers une spire* le flux à travers la surface embrassée par la spire. Le *flux à travers un enroulement* quelconque est, par définition, la somme des flux embrassés par chacune des spires.

On appelle souvent *surface totale* d'un enroulement la somme des surfaces embrassées par chacune des spires de cet enroulement.

Lorsqu'un solénoïde est très long, on ne commet évidemment pas une grosse erreur relative en disant que toutes les spires embrassent le même flux. On peut alors écrire, pour la valeur du flux Φ à travers le solénoïde :

$$\Phi = NIc = S\mathcal{H} \quad (\text{voir 59})$$

(Φ en maxwells, \mathcal{H} en gauss, s en centimètres carrés ; N , nombre total de spires, S , surface totale.)

\mathcal{H} ayant pour valeur $\frac{4\pi n I}{10}$, on peut écrire :

$$\Phi = \frac{Ns4\pi n I}{10}$$

et, en remplaçant n par sa valeur $\frac{N}{l}$:

$$\Phi = \frac{Ns4\pi N I}{10l} = \frac{4\pi N^2 s I}{10l}$$

66. Perméabilité. — Si, au lieu d'enrouler notre solénoïde sur un cylindre isolant, nous l'avions enroulé sur un cylindre de nickel ou de fer, nous aurions pu constater que les propriétés magnétiques du solénoïde étaient, de ce seul fait, considérablement exaltées.

Le fer donne des résultats bien plus grands que le nickel. On dit qu'il est plus *perméable*.

Appelons Φ_a le flux à travers un solénoïde très long, à noyau isolant, (bois par exemple), Φ_f le flux à travers un solénoïde identique, à noyau de fer, et parcouru par un même courant.

Le rapport $\frac{\Phi_f}{\Phi_a}$ caractérise la perméabilité du fer.

On l'appelle *coefficient de perméabilité*, et on le désigne par μ .

On a donc, par convention :

$$\frac{\Phi_f}{\Phi_a} = \mu, \quad \text{d'où} \quad \Phi_f = \mu \Phi_a.$$

Or,

$$\Phi_a = N\mathcal{H}s \quad (\text{voir 65})$$

d'où

$$\Phi_f = \mu N\mathcal{H}s.$$

Le flux à travers une spire du solénoïde à noyau de fer a pour valeur : $\Phi = \mu\mathcal{H}s$; c'est aussi la valeur du flux à travers le fer.

67. Induction. — Le produit $\mu\mathcal{H}$ s'appelle *induction magnétique* et s'exprime en *gauss* comme le champ.

Dans les calculs, on désigne l'induction par la lettre \mathcal{B} . On peut donc écrire :

$$\mathcal{B} = \mu\mathcal{H} \quad \mu = \frac{\mathcal{B}}{\mathcal{H}} \quad \Phi = \mathcal{B}s.$$

Et nous dirons : le flux à travers le noyau de fer est égal au produit de l'induction par la section du noyau. On peut dire aussi : l'induction dans le noyau a la même valeur que le flux par centimètre carré.

68. Champ. Induction. Perméabilité. — Nous avons vu que le fer, le nickel (fonte, cobalt), exaltent les propriétés magnétiques d'un solénoïde.

A un champ donné, à l'intérieur du solénoïde, correspond un certain flux dans le noyau. L'expérience a montré qu'il n'y a pas proportionnalité entre le champ et le flux dans le noyau quand ce noyau est en fer, fonte, acier, nickel, cobalt, mais que le flux est toujours plus grand que dans l'air ou les isolants. Ces métaux sont appelés des *métaux magnétiques*.

Leur coefficient de perméabilité varie avec le champ, mais reste toujours supérieur à 1.

Nous ne nous occuperons que du fer. La perméabilité du fer varie avec la nature des impuretés qu'il contient et avec son état physique. Voici, pour un échantillon de tôle de fer, à 3,5 0/0 de silicium (dite tôle extra-supérieure), des valeurs correspondantes du champ de l'induction et de la perméabilité :

\mathcal{H}	\mathcal{B}	μ
2,2	5 000	2 280
2,4	6 000	2 500
2,7	7 000	2 580
3,14	8 000	2 530
4,2	9 000	2 140
5,5	10 000	1 820
7,2	11 000	1 520
9,7	12 000	1 240
13,8	13 000	940
21,8	14 000	640
37,5	15 000	400
65,3	16 000	252
116	17 000	146
188	18 000	96
360	19 000	52,3
810	20 000	24,7

Voici des valeurs de \mathcal{H} , \mathcal{B} et μ se rapportant à un échantillon massif de fer forgé recuit :

\mathcal{H}	\mathcal{R}	μ
2	5 000	2 500
5	10 000	2 000
15	13 000	1 033
52	16 000	308
105	17 000	161
200	18 000	90
350	19 000	54

Pour l'air et presque tous les corps, qui n'accroissent pas le flux, on a, en appliquant les raisonnements précédents, $\mathcal{H} = \mathcal{R}$, et, par conséquent, $\mu = 1$ quel que soit \mathcal{H} .

69. Tore régulièrement enroulé. — Enroulons un solénoïde sur un noyau souple (tube de caoutchouc, par exemple), puis déformons-le de manière à amener ses extrémités en présence l'une de l'autre. Faisons le spectre de ce système. Le flux s'épanouit beaucoup moins que lorsque l'axe du solénoïde était droit. Il passe presque directement d'une extrémité à l'autre. Si nous amenons-au contact les deux extrémités, il n'y aura plus de flux à l'extérieur ; il restera concentré à l'intérieur. Toutes les spires embrasseront rigoureusement le même flux.

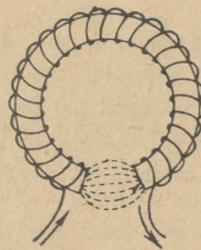


Fig. 40.

Nous aurons un système analogue au point de vue de la concentration du flux, en bobinant régulièrement, sur toute sa périphérie, un tore de fer.

(Un tore est le volume engendré par un cercle qui tourne autour d'un axe situé dans son plan et ne le traversant pas.)

70. Loi du circuit magnétique. — A l'intérieur du tore, le champ aura pour valeur $\mathcal{H} = \frac{4\pi nI}{10}$, n , nombre de spires enroulées sur un centimètre de longueur. Si N est le nombre total de spires, et l la longueur en centimètres du tore supposé développé, $n = \frac{N}{l}$.

On a donc :

$$\mathcal{H} = \frac{4\pi NI}{10l}.$$

L'induction \mathcal{B} sera donnée par :

$$\mathcal{B} = \mu \mathcal{H} = \frac{4\pi N I \mu}{10 l}$$

Le flux à travers le noyau sera :

$$\Phi = \mathcal{B} s = \frac{4\pi N I \mu s}{10 l}$$

(s , section du tore en centimètres carrés).

On peut écrire :

$$\Phi = \frac{\frac{4\pi N I}{10}}{\frac{l}{\mu s}}$$

Revenons maintenant à notre conception du flux : le flux magnétique, c'est « quelque chose » qui décrit un circuit fermé. La formule ci-dessus nous dit que la valeur de ce flux est donnée par le quotient de deux quantités

$$\frac{4\pi N I}{10} \quad \text{et} \quad \frac{l}{\mu s}$$

La seconde de ces quantités intéresse seulement le circuit du flux. Ce n'est pas la première fois que nous sommes en présence de « quelque chose » qui décrit un circuit fermé et dont la valeur est donnée par le quotient de deux quantités, la deuxième intéressant seulement le circuit. Ce quelque chose, c'était le courant électrique, dont l'intensité est donnée par :

$$I = \frac{E}{R} = \frac{E}{\frac{l}{\rho s}} \quad (\text{voir 12, 18, 25}).$$

Dans l'expression $\rho \frac{l}{s}$, ρ désigne une qualité du métal, appelée résistivité, telle qu'à de grandes valeurs de ρ correspondent de *grandes* valeurs de la résistance et, par conséquent, de *faibles* valeurs relatives du courant I .

Dans l'expression $\frac{l}{\mu s}$, μ désigne une qualité du métal, appelée perméabilité, telle qu'à de *grandes* valeurs de μ correspondent de *grandes* valeurs du flux. Les deux expressions $\rho \frac{l}{s}$ et $\frac{l}{\mu s}$ ont donc un sens physique semblable, et, puisque $\rho \frac{l}{s}$ caractérise une « résistance » au passage du courant, $\frac{l}{\mu s}$ caractérisera une « résistance » au passage du flux. Cette résistance spéciale s'appellera *réluctance*. Elle se désigne par \mathcal{R} dans les calculs.

De même qu'on a : $R = \rho \frac{l}{S}$, nous aurons $\mathcal{R} = \frac{l}{\mu S}$. Le flux étant pour nous un effet, et l'expression $\mathcal{R} = \frac{l}{\mu S}$ une résistance, l'expression $\frac{4\pi NI}{10}$ doit nous apparaître comme la cause du flux, de même que E est pour nous la cause du courant.

Cette cause du flux s'appelle : force magnétomotrice. Elle se désigne par \mathcal{E} dans les calculs.

On a donc parallèlement :

$$i = \frac{E}{R} \quad \Phi = \frac{\mathcal{E}}{\mathcal{R}},$$

et, de même que l'on a :

$$E = Ri \quad R = \frac{E}{i},$$

on aura :

$$\mathcal{E} = \mathcal{R} \Phi \quad \mathcal{R} = \frac{\mathcal{E}}{\Phi}.$$

L'expérience a montré que l'enroulement peut être fait irrégulièrement, disposé sur une partie seulement du tore ; sans que la formule $\Phi = \frac{\mathcal{E}}{\mathcal{R}}$ conduise à des résultats trop inexacts.

On peut même constituer un circuit magnétique de section irrégulière, formé de pièces de fer de natures différentes mises bout à bout, et la formule $\Phi = \frac{\mathcal{E}}{\mathcal{R}}$ s'applique encore assez bien, à condition de faire pour le calcul de \mathcal{R} la somme des réluctances différentes mises en série.

Si le circuit magnétique est coupé par un entrefer de longueur très petite devant la longueur du reste du circuit, la formule donne encore des résultats acceptables. (Faire entrer dans le calcul de \mathcal{R} , la réluctance de l'entrefer : $\mu = 1$.)

En résumé, nous énoncerons la loi du circuit magnétique de la façon suivante :

Lorsqu'une force magnétomotrice \mathcal{E} agit sur un circuit magnétique de réluctance totale \mathcal{R} , il passe dans ce circuit un flux Φ , et l'on a :

$$\Phi = \frac{\mathcal{E}}{\mathcal{R}}.$$

71. Flux dérivés. — Pour les besoins de la pratique, on peut appliquer aux flux dérivés la relation qui existe entre les courants dérivés et le courant principal (voir 21).

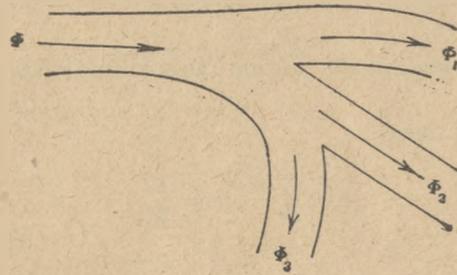


Fig. 41.

Dans le cas de la figure ci-contre, on pourra écrire :

$$\Phi = \Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3.$$

APPLICATIONS

72. Aimant en fer à cheval. — Nous savons qu'un aimant a la propriété d'attirer le fer (et les métaux magnétiques), et que cette propriété est localisée aux pôles.

Pour exercer la plus grande attraction possible avec le minimum de poids de l'aimant, on utilise les deux pôles. Pour cela, on recourbe l'aimant en forme

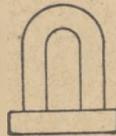


Fig. 42.

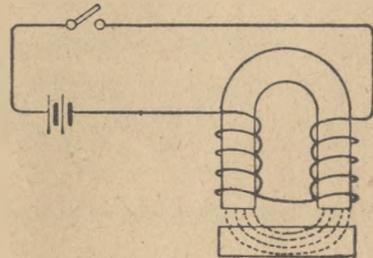


Fig. 43.

d'U et on présente les deux pôles à la fois à la pièce que l'on veut attirer. Les efforts sont alors très accrus.

On a constaté, d'autre part, que de tels aimants gardent leur aimantation

beaucoup plus longtemps que les aimants droits, et qu'ils la conservent encore bien mieux si, pendant les périodes de repos, on laisse les deux pôles de l'aimant réunis par une pièce de fer qu'on appelle *armature*.

73. Electro-aimant. — Pour obtenir des efforts d'attraction élevés, et surtout des efforts agissant et cessant à volonté, on emploie des électro-aimants. Un électro-aimant est constitué, par exemple, par un morceau de fer recourbé en fer à cheval, sur lequel on enroule un fil isolé qui, parcouru par un courant, crée un flux magnétique dans le fer. Ce flux sort par une extrémité du fer (pôle nord), et rentre par l'autre (pôle sud). Si on présente à un électro-aimant « excité » une armature, elle est vivement attirée. En coupant le courant, on supprime la force attractive. On conçoit la possibilité de faire exécuter du travail à un tel système (fig. 43).

74. Force attractive d'un électro-aimant. — Le calcul montre, et l'expérience vérifie, que la force attractive d'un électro-aimant est donnée par l'expression :

$$F = \frac{I}{981\,000} \frac{\mathfrak{B}^2 S}{8\pi}$$

F, force attractive en kilogrammes.

S, surface d'armature au collage avec l'électro-aimant.

\mathfrak{B} , induction en gauss dans cette surface.

75. Applications des électro-aimants. Écouteur téléphonique. — Les applications des électro-aimants sont en nombre considérable. Voici le principe de quelques-unes :

Télégraphie avec fil. — Un électro-aimant est alimenté par une source et commandé par un interrupteur. On peut aisément, par une manœuvre convenable de l'interrupteur, communiquer à l'armature de l'électro-aimant, écartée de celui-ci par un ressort, par exemple, tel mouvement rythmé que l'on veut. Une convention préalable permet l'intelligence des signaux.

Interrupteurs automatiques. — L'emploi des fusibles, très précieux pour les faibles intensités et les tensions moyennes, est impraticable, à cause des quantités de chaleur mises en jeu à la fusion, avec les intensités élevées. On a alors recours aux interrupteurs automatiques.

Un contact mobile, rappelé en arrière par un ressort puissant, est maintenu appuyé contre deux plaques métalliques entre lesquelles il assure la liai-

son conductrice. L'organe qui empêche le ressort d'agir est un petit verrou commandé par un électro-aimant.

Les choses sont disposées pour que l'électro-aimant ne puisse déplacer le verrou que lorsque l'intensité du courant atteindra une certaine valeur limite. Quand cette valeur sera atteinte, le verrou libérera le contact qui reviendra en arrière, coupant ainsi le circuit.

En employant un électro-aimant, il est encore facile d'imaginer un interrupteur automatique coupant un circuit lorsque le courant est trop faible.

Écouteur téléphonique. — Sous sa forme la plus simple, il est constitué par un aimant mis en regard d'une plaque de fer doux maintenue par ses bords. Sur le pôle en regard de l'aimant est enroulée une bobine d'un fil conducteur isolé.

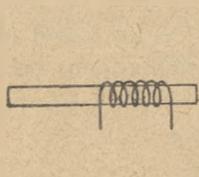


Fig. 44.

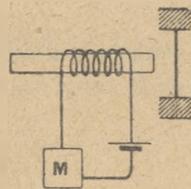


Fig. 45.

Si ce fil est parcouru par un courant variable, l'induction dans l'acier sera également variable et, par conséquent, l'attraction de l'aimant sur la plaque sera elle-même variable. La flexion produite par cette attraction variera donc. Si le courant est périodiquement variable, la plaque vibrera, et si le nombre des oscillations du courant est suffisant, sans être trop grand toutefois, la plaque émettra un son.

L'écouteur téléphonique peut facilement reproduire la parole. Pour cela, on alimente l'enroulement disposé autour de l'aimant par une pile, et, sur le circuit, on intercale un microphone. Le microphone est un appareil comprenant des organes pouvant vibrer sous l'influence des sons. Ces organes conducteurs, intercalés en série, font varier, en vibrant, la résistance de leurs contacts. Ces variations modifient la résistance totale du microphone et, par suite, la valeur du courant dans l'enroulement, suivant la même loi que celle qui a produit les vibrations. En fait, la plaque de fer doux reproduit fidèlement la parole.

Le fait d'employer un barreau aimanté préalablement accroît considérablement la sensibilité. On peut s'en rendre compte de la façon suivante :

La force attractive entre un pôle d'aimant et une pièce de fer au collage est proportionnelle à \mathfrak{B}^2 . Quand il y a un entrefer très faible entre le pôle et l'armature, on peut encore admettre cette loi (\mathfrak{B} étant alors l'induction à l'extrémité de l'aimant en regard de l'armature). Appelons b l'accroissement d'induction causé par le courant.

La force attractive devient proportionnelle à $(\mathfrak{B} + b)$, c'est-à-dire à $\mathfrak{B}^2 + 2\mathfrak{B}b + b^2$. Elle s'est donc accrue d'une quantité proportionnelle à $2\mathfrak{B}b$; (b^2 est négligeable en pratique), d'où l'intérêt d'avoir \mathfrak{B} grand avant qu'il passe aucun courant.

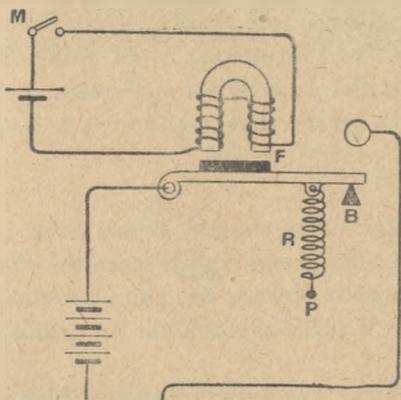


Fig. 46.

F, plaque de fer,
R, ressort de rappel,
P, point fixe,
B, butée de fin de course,
M, interrupteur de commande.

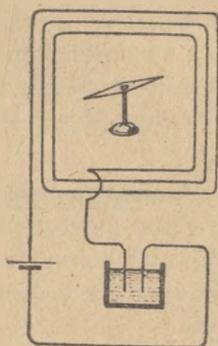


Fig. 47.

Les écouteurs téléphoniques actuels sont formés d'un aimant permanent en fer à cheval. Les deux branches de cet aimant portent une bobine. Les deux bobines sont reliées en série dans le sens convenable pour que leurs actions soient concordantes. Un disque de fer doux, dont l'épaisseur peut varier de 18/100 à 28/100 de millimètre, et dont le diamètre est de 5 à 6 centimètres, constitue l'armature. Ce disque, maintenu par ses bords, est placé à environ 1/2 millimètre des pôles de l'aimant. La force attractive de l'aimant est de l'ordre de un kilogramme.

Suivant la résistance des circuits qui alimenteront l'écouteur, sa résistance sera choisie entre 100 et 10.000 ohms.

La sensibilité de l'écouteur téléphonique et celle de l'oreille humaine sont

telles qu'il est possible d'avoir une réception distincte de la parole pour des puissances fournies à l'écouteur de l'ordre de $\frac{1}{10\,000}$ de watt.

Lorsque le nombre de spires des bobines est très élevé (fil fin : écouteur de grande résistance), il est possible de déceler par l'écouteur des courants de l'ordre du dixième de micro-ampère.

Relais. — Il est facile d'imaginer un mécanisme permettant de réaliser, à distance, l'ouverture ou la fermeture d'un circuit à l'aide d'un électro-aimant. Comme la puissance dépensée dans l'enroulement d'un électro-aimant peut être rendue très minime (il suffit, pour cela, d'employer des bobines à fil très fin et à grand nombre de spires), cette manœuvre peut être réalisée très économiquement dans le cas où la distance de l'interrupteur de commande aux appareils à commander est grande. L'emploi du relai est également intéressant pour établir et couper des courants très intenses, la manœuvre à main étant pénible à cause des grosses masses à mouvoir (fig. 46).

76. Galvanomètres à aimant mobile. — Le champ, en un point intérieur d'une bobine quelconque, est d'autant plus grand que le nombre d'ampères-tours de cette bobine est plus élevé. On peut obtenir des champs relativement intenses avec des courants très faibles : il suffit d'employer un grand nombre de spires.

Si, à l'intérieur d'une bobine parcourue par un courant, nous plaçons une boussole, cette boussole sera soumise à une action (un couple) de la part du champ dû à cette bobine. Elle déviara, et, pour une orientation donnée du plan des spires (orientation repérée par rapport à celle de la boussole au repos), sa déviation sera d'autant plus grande que le nombre des ampères-tours sera plus grand (fig. 47).

Cette déviation peut être lue sur un cadran gradué. Ce système, appelé *galvanomètre à aimant mobile*, peut être étalonné en *ampèremètre* pour une orientation donnée du plan des spires. L'étalonnage sera fait par comparaison avec un voltamètre. La connaissance de sa résistance, facile à mesurer (voir 29 et 30) permettra d'en faire immédiatement un *voltmètre*.

On appelle *voltmètres et ampèremètres électro-magnétiques à aimant mobile* les *voltmètres et ampèremètres ainsi obtenus*. Dans les schémas, on les représente comme les appareils thermiques.

Pour avoir la plus grande sensibilité possible pour les valeurs très faibles du courant, il faut que le plan des spires de la bobine soit parallèle à la direction de la boussole au repos.

On rend la lecture de la déviation plus précise et la déviation plus grande en employant le dispositif optique de Poggendorff.

L'aiguille aimantée porte un petit miroir *M* sur lequel on fait arriver un rayon lumineux. Ce rayon se réfléchit et vient frapper une échelle graduée qui sert de cadran de lecture (fig. 48).

Si le miroir tourne d'un certain angle, le rayon réfléchi tourne d'un angle double, et, d'autre part, comme on peut éloigner beaucoup l'échelle du miroir, à de faibles angles de rotation de ce miroir peuvent correspondre de grands déplacements de la tache lumineuse sur l'échelle.

On a réalisé des galvaromètres à aimant mobile assez sensibles pour mesurer avec précision des intensités de un millième de micro-ampère, et déceler le passage de courants de l'ordre du millionième de micro-ampère.



Fig. 48.

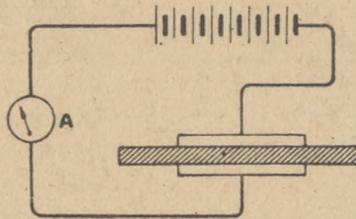


Fig. 49.

77. Résistivité d'isolants. — L'emploi d'ampèremètres aussi sensibles nous permet de mesurer le courant à travers les isolants (fig. 49).

Entre deux plaques métalliques identiques en regard l'une de l'autre, intercalons une lamè de l'isolant que nous voulons étudier, et relierons ces plaques aux pôles d'une batterie de piles en série, par l'intermédiaire d'un ampèremètre à aimant mobile. Soit i la valeur du courant. Appelons E la valeur de la force électromotrice de la batterie mesurée préalablement au voltmètre (voir 28 et 29).

La résistance de l'isolant R étant considérable devant celle du reste du circuit, nous aurons : $i = \frac{E}{R}$, d'où nous tirerons R .

Si nous appliquons aux isolants la notion de résistivité que nous avons acquise lors de l'étude des résistances *des fils conducteurs* (voir 18), nous pourrions définir la résistivité de notre isolant : $\rho = R \frac{l}{s}$ (l sera ici son épaisseur et s la surface commune des plaques métalliques).

Voici la résistivité, à la température ordinaire, de quelques isolants :

(Cette résistivité n'est donnée qu'à titre d'indication ; d'abord, il n'est pas évident qu'on puisse définir la résistivité des isolants comme nous l'avons fait et, d'autre part, elle peut varier de 1 à 4 suivant les échantillons et les conditions d'essais.)

Isolants	Résistivités en mégohms-centimètres
Ardoise	280
Acajou sec	610
Sapin sec	1.050
Noyer sec	2.100
Chêne sec	3.200
Marbre blanc	8.800
Mica	84.000.000
Caoutchouc vulcanisé	1.650.000.000
Gomme-laque sèche	9.000.000.000
Verre ordinaire	10.000.000.000
Ebonite	28.000.000.000
Paraffine	34.000.000.000
Air et presque tous les gaz froids à la pression ordinaire	extrêmement grande
Alcool	0,5
Eau ordinaire	3
Eau pure	25
Benzine	5
Huile d'olive	1.000.000

La résistivité des isolants décroît, en général, quand leur température s'élève.

78. Galvanomètres à cadre mobile. — Une bobine régulière quelconque, parcourue par un courant, peut être assimilée à un aimant (voir 64). Si on la met dans un champ magnétique, elle sera soumise à un couple comme un aimant, et si elle est soumise, d'autre part, à un couple mécanique résistant au mouvement, la position d'équilibre qu'elle prendra sous l'influence des deux couples dépendra de la valeur du courant.

Il est donc possible de construire des galvanomètres, des ampèremètres et des voltmètres sur ce principe. On les appellera *galvanomètres, ampèremètres, voltmètres électromagnétiques à cadre mobile*.

Sous la forme la plus sensible, ils sont constitués par une bobine plate

suspendue par des fils métalliques entre les pôles d'un aimant puissant. Le couple mécanique résistant est dû à la torsion des fils de suspension dont les extrémités A et B sont fixes.

Ces fils servent également de conducteurs. Le système de Poggendorff est facilement applicable.

Des voltmètres de ce genre permettent la mesure des forces électromotrices faibles, par exemple celle de piles thermo-électriques (couples thermo-électriques) qui sont souvent de l'ordre de dix microvolts, et même plus faibles.

Pour rendre plus transportable ce système d'appareils, on remplace la suspension à fils de torsion par un axe pivoté. Le couple élastique est fourni par des ressorts spiraux. Ces appareils, qui sont d'un usage courant, sont moins sensibles. Sans employer la méthode du miroir, les types usuels permettent néanmoins de mesurer des courants de l'ordre du dixième de milliampère.

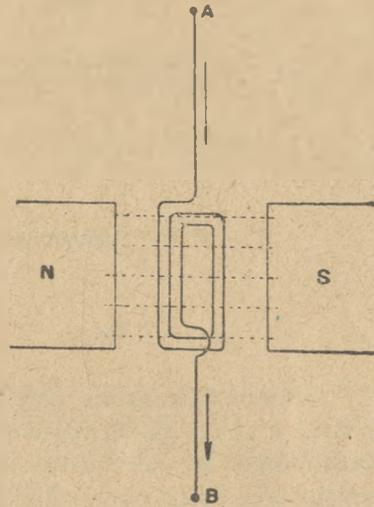


Fig. 50.

79. Remarque au sujet du coefficient de perméabilité. — Aux paragraphes 66, 67 et 68, nous avons supposé qu'à une valeur du champ \mathcal{H}_1 correspond une valeur bien définie du flux et de l'induction dans les métaux magnétiques.

En réalité, il n'en est rien.

Soit une bobine longue à noyau de fer reliée à une pile par l'intermédiaire d'un interrupteur et d'un rhéostat. Appelons \mathcal{H}_1 la valeur du champ à l'intérieur de la bobine, pour une valeur I_1 du courant. L'expérience montre que l'induction dans le fer dépend non seulement de \mathcal{H}_1 , mais encore de la façon dont le champ a pris cette valeur \mathcal{H}_1 . Si le champ a pris la valeur \mathcal{H}_1 en croissant, l'induction sera plus petite que si le champ avait pris cette même valeur \mathcal{H}_1 en décroissant. Si nous ouvrons le circuit, le champ s'annule, et pourtant le fer reste un peu aimanté. Pour le désaimanter complètement, il faudrait inverser la pile et faire croître le courant en sens inverse jusqu'à une certaine valeur qui dépendra de la valeur de \mathcal{H}_1 , de la nature du fer et de son histoire magnétique antérieure. Ce phénomène est appelé phénomène d'hystérésis.

Si, pour une même valeur \mathcal{H} , du champ, on peut obtenir des valeurs très différentes de l'induction, on dit que le métal a *beaucoup d'hystérésis* (acier trempé).

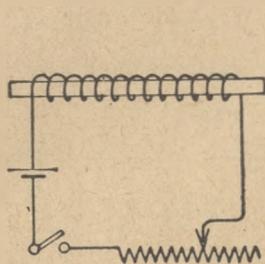


Fig. 51.

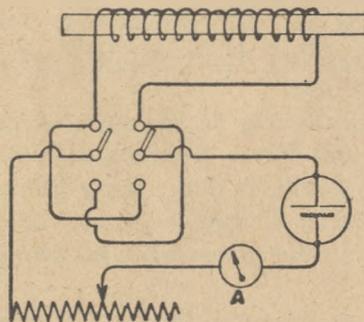


Fig. 52.

Si nous alimentons, par l'intermédiaire d'un interrupteur inverseur, notre bobine à noyau de fer, nous pourrions constater que, pour une valeur du courant donnée et, par conséquent, pour un champ donné, l'induction prend une valeur bien définie après quelques inversions de courant dans la bobine. C'est cette valeur bien définie de l'induction que nous avons prise pour définir le coefficient de perméabilité. Cette valeur est, à peu près, la valeur moyenne des inductions que l'on peut obtenir avec le champ donné.

CHAPITRE V

INDUCTION. INDUCTION MUTUELLE. SELF-INDUCTION.

80. Phénomènes d'induction. — Considérons le système suivant : Une bobine (n° 1) reliée à une source par l'intermédiaire d'un rhéostat et d'un interrupteur, et d'autre part, une bobine (n° 2) reliée à un galvanomètre, et disposée à côté de la bobine 1, mais sans la toucher.

Nous pouvons constater expérimentalement que :

1° Lorsqu'on ferme l'interrupteur du circuit 1,

2° Lorsque, par le rhéostat, on fait croître le courant dans le circuit 1,

3° Lorsqu'on rapproche la bobine 1 de la bobine 2, ou inversement, le galvanomètre dévie, puis revient au zéro.

Les déviations (élongations), dans ces trois cas, sont toutes de même sens.

Si, au contraire :

4° On éloigne la bobine 1 de la bobine 2, ou inversement,

5° On fait décroître le courant dans la bobine 1,

6° On coupe le courant dans la bobine 1, le galvanomètre dévie chaque fois de même sens, mais en sens inverse des 3 premières expériences.

Les déviations observées lors des trois premières expériences ont pour cause apparente un accroissement du flux à travers la bobine 2.

Les déviations observées lors des trois dernières ont pour cause apparente une diminution du flux à travers la bobine 2.

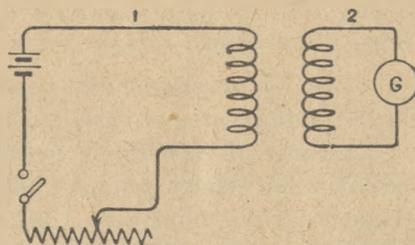


Fig. 53.

Ces phénomènes de la production d'un courant dans un circuit, par variation de flux à travers ce circuit, sont appelés *phénomènes d'induction*.

Au cours d'un phénomène d'induction, la bobine 2, qu'on appellera la *bobine induite*, sera parcourue par un *courant induit*. Le courant traversant la bobine 1 est dit le *courant inducteur*. Cette bobine se désigne sous le nom de *bobine inductrice*.

Le circuit 1 est appelé circuit inducteur ; le circuit 2 est appelé circuit induit.

81. Loi de Lenz. — Le sens du courant induit est tel qu'il s'oppose toujours à la variation de flux qui lui donne naissance.

C'est un phénomène général que, chaque fois qu'une cause quelconque produit un effet et que cet effet est susceptible d'un sens, son sens est tel qu'il tend à s'opposer à l'action de la cause.

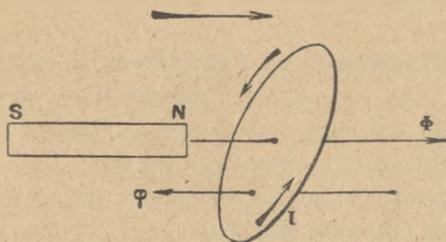


Fig. 54.

Cette loi, appelée loi de Lenz, permet de déterminer quel sera le sens du courant induit par une variation de flux donnée, dans un circuit donné.

La cause qui produit le courant d'induction étant la variation de flux, il s'ensuit qu'on pourra produire des courants induits en présentant un aimant permanent à une bobine ou à un circuit quelconques.

Soit une spire fermée immobile. La partie avant de cette spire est représentée ici en trait fort. Si nous approchons de cette spire, dans le sens indiqué par la flèche \rightarrow , le pôle nord d'un aimant permanent, le flux Φ embrassé par la spire croîtra pendant le mouvement. Il en résultera un courant induit dans la spire, et le sens de ce courant induit sera tel qu'il tendra à s'opposer à l'augmentation du flux. Le flux φ produit par ce courant sera donc, dans la spire, en sens inverse du flux Φ . Connaissant maintenant le sens du flux du courant, la règle du tire-bouchon nous donne immédiatement le sens de ce courant. Il serait de sens inverse si l'aimant s'éloignait au lieu de s'approcher de la spire.

82. Force électromotrice d'induction. — Pour expliquer comment une variation de flux à travers un circuit peut engendrer un courant dans ce circuit, on dit que la variation de flux dans un circuit provoque dans le conducteur l'apparition d'une force électromotrice, dite *force électromotrice d'induction*.

Cette force électromotrice étant admise, on démontre qu'elle a pour valeur à un instant donné :

$$E = \frac{\Delta\Phi}{\Delta t \times 10^8}$$

$\Delta\Phi$ étant la variation du flux pendant un temps *très petit*, Δt , à partir de l'instant considéré.

Il est nécessaire, pour avoir la valeur de la force électromotrice à un instant donné, de considérer la variation du flux pendant un temps très petit à partir de cet instant, car le flux peut varier d'une façon irrégulière, et en prenant un intervalle Δt grand, le quotient $\frac{\Delta\Phi}{\Delta t \times 10^8}$ serait la valeur moyenne de la force électromotrice entre deux instants et non sa valeur à un instant donné. Pour Δt très petit, $\frac{\Delta\Phi}{\Delta t}$ est appelé *vitesse de variation du flux*.

En résumé, nous dirons :

Lorsque le flux embrassé par un circuit varie, il prend naissance, dans ce circuit, une force électromotrice d'induction. Cette force électromotrice est à chaque instant égale à la vitesse de variation du flux divisée par 10^8 , et son sens est tel qu'elle tend à faire passer dans le circuit un courant s'opposant à cette variation de flux.

83. Applications possibles des phénomènes d'induction. — Qui fournit l'énergie dissipée en chaleur par le courant induit ? Cette énergie n'a pu être fournie que par la source ou par l'opérateur.

C'est la source dans le cas d'une variation de courant. C'est l'opérateur dans le cas du déplacement des bobines l'une par rapport à l'autre.

Il résulte de ces deux constatations :

1° Qu'il est possible de transformer de l'énergie électrique en énergie électrique par les phénomènes d'induction dûs aux variations d'un courant. (Transformateurs.)

2° Qu'il est possible de transformer de l'énergie mécanique en énergie électrique par l'intermédiaire des phénomènes d'induction dûs aux déplacements relatifs entre des systèmes inducteurs et des circuits induits (dynamôs, alternateurs).

Il importe toutefois de remarquer que le flux ne pouvant, à l'intérieur d'une bobine, ni croître ni décroître indéfiniment, il faudra bien qu'il décroisse après avoir cru, et inversement. Cela montre que toutes les machines basées sur les phénomènes d'induction *par variation de flux*, seront le siège de forces électromotrices de sens périodiquement variable. Elles seront parcourues par des courants de sens également variable.

INDUCTION MUTUELLE

84. Coefficient d'induction mutuelle. Henry. — Reprenons nos deux bobines 1 et 2 (voir 80). Alimentons 1 par un courant constant. Le flux dans la bobine 1 est proportionnel au courant I_1 qui la traverse.

Le flux dans la bobine 2, émis par la bobine 1, est lui-même proportionnel à I_1 .

Nous écrivons :

$$\Phi_2 = MI_1$$

M étant le coefficient de proportionnalité qui caractérise à la fois les deux bobines en présence, et qu'on appelle *coefficient d'induction de la bobine 1 par rapport à la bobine 2*.

Ce coefficient s'exprime en henrys. Si on veut exprimer Φ_2 en maxwells, M en henrys et I_1 en ampères, la formule sera :

$$\Phi_2 = MI_1 \times 10^9$$

Alimentons maintenant la bobine 2 par la source, et connectons la bobine 1 au galvanomètre, en ayant soin de ne pas modifier la position relative des 2 bobines.

Le flux dans la bobine 2 est proportionnel au courant I_2 qui la traverse. Le flux dans la bobine 1 est lui-même proportionnel à I_2 .

Nous écrivons :

$$\Phi_1 = MI_2$$

M étant maintenant le coefficient d'induction de la bobine 2 par rapport à la bobine 1. La position relative des bobines n'ayant pas été modifiée, on démontre que le coefficient d'induction de 1 par rapport à 2 est le même que celui de 2 par rapport à 1, et l'on appelle *coefficient d'induction mutuelle* la valeur commune de ces deux coefficients. Ce coefficient d'induction mutuelle s'exprime en henrys et se représente par M .

Si deux bobines, dans une certaine position relative, ont un coefficient d'induction mutuelle de un microhenry, le flux à travers l'une d'elles, quand l'autre est parcourue par un courant de un milliampère, est donné par

$$\Phi = MI \times 10^8 \quad \Phi = \frac{1}{10^6} \times \frac{1}{10^3} \times 10^8 = \frac{1}{10} \text{ maxwell.}$$

85. Couplage lâche. Couplage serré. — Le coefficient d'induction mutuelle de deux bobines (ou de deux circuits) en présence dépend de la forme des bobines, de leur position relative et du nombre de leurs spires.

Lorsque les bobines en présence sont très près l'une de l'autre, et orientées de façon à embrasser un flux de valeur élevée, pour dire que leur coefficient d'induction mutuelle a une valeur relativement grande, on dit que le couplage des deux bobines *est serré*.

Au contraire, lorsque les bobines sont éloignées l'une de l'autre, ou orientées de façon à embrasser un flux relativement faible, on dit que le couplage des deux bobines *est lâche*.

On dit aussi : l'accouplement des deux bobines est lâche ou serré.

86. Variation du coefficient d'induction mutuelle de deux bobines. — Pour faire varier ce coefficient, on peut éloigner l'une de l'autre les deux bobines. Il est souvent plus facile d'en faire tourner une par rapport à l'autre. Quand les plans d'enroulement sont perpendiculaires, et que l'axe d'une bobine est situé dans le plan médian de l'autre, le coefficient d'induction mutuelle est nul. On utilisera ce fait lorsque, dans un appareil, des bobines ne doivent avoir, l'une sur l'autre, aucune induction mutuelle.

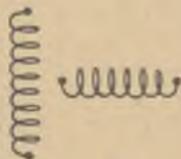


Fig. 55.

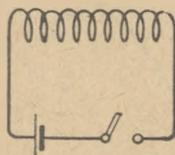


Fig. 56.

SELF-INDUCTION

87. Phénomènes de self-induction. Force électromotrice de self-induction.

— Prenons une bobine de fil conducteur isolé enroulé sur un cylindre isolant, et branchons les extrémités de cette bobine aux deux pôles d'une pile, par l'intermédiaire d'un interrupteur (voir fig. 56).

Soient E la force électromotrice de la pile et R la résistance totale du circuit. Dès la fermeture du circuit, un courant va passer. Ce courant va créer un certain flux dans les spires de la bobine, et l'apparition de ce flux va produire dans ces spires une force électromotrice d'induction.

D'après la loi de Lenz (voir 81 et 82), cette force électromotrice s'oppose à l'établissement du courant.

En la considérant comme opposée à la pile, on peut écrire à chaque instant :

$$I = E - \frac{\Delta\Phi}{\Delta t \times 10^8},$$

$\frac{\Delta\Phi}{\Delta t \times 10^8}$ étant la force électromotrice d'induction à cet instant.

Dans cette équation, $\frac{\Delta\Phi}{\Delta t}$ est la vitesse de variation du flux qui, elle-même, dépend de la vitesse de variation du courant, puisque le flux est produit par le courant et lui est proportionnel.

On ne peut pas résoudre une telle équation par des procédés élémentaires. Le calcul différentiel et intégral montre que le courant varie avec le temps suivant une loi que représente la courbe ci-dessous :

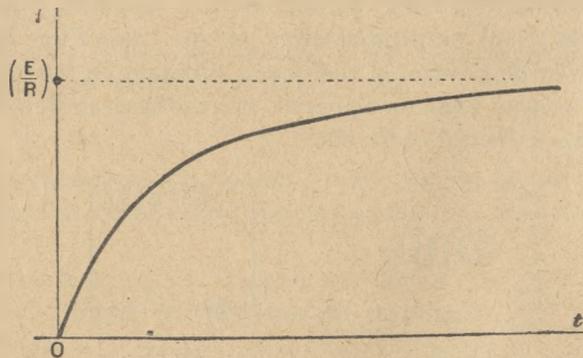


Fig. 57.

Le courant est nul au moment où on ferme l'interrupteur ; il croît d'abord rapidement, puis sa croissance est de moins en moins rapide ; enfin il finit par tendre vers une valeur limite $\left(\frac{E}{R}\right)$, qu'il n'atteint jamais théoriquement, — mais, en pratique, au bout de quelques secondes.

Ce phénomène d'établissement retardé du courant, dû à son action magnétique sur son propre circuit, est appelé phénomène de *self-induction*.

La force électromotrice, dont la valeur à chaque instant est donnée par $\frac{\Delta\phi}{\Delta t \times 10^8}$, est appelée *force électromotrice de self-induction*.

Notre bobine a de la self-induction (de \parallel la self) ; une seule spire d'un fil conducteur, un conducteur rectiligne même, ont de la self-induction. On dit aussi qu'une bobine ou qu'un circuit sont *inductifs*. On représente par , une bobine inductive.

88. Henry. — Le flux embrassé par notre bobine est proportionnel au courant. On écrit :

$$\Phi = LI$$

L étant le facteur de proportionnalité qui caractérise la bobine.

Les phénomènes de self-induction étant proportionnels à chaque instant à la variation du flux embrassé, on appelle le coefficient L, *coefficient de self-induction*.

Comme le coefficient d'induction mutuelle, on l'exprimera en *henrys*.

Pour pouvoir exprimer Φ en maxwells, L en henrys et I en ampères, il faut employer la formule :

$$\Phi = LI \times 10^8$$

89. Coefficient de self-induction d'un solénoïde long sans fer. — Le flux embrassé par l'enroulement d'un tel solénoïde est (voir 65) :

$$\Phi = \frac{4\pi N^2 s}{10l} I.$$

On peut écrire :

$$\frac{4\pi N^2 s}{10l} I = LI \times 10^8$$

d'où :

$$L = \frac{4\pi N^2 s}{l \times 10^9}$$

(N, nombre total des spires ; s, surface moyenne des spires en cm^2 ; l, longueur du solénoïde en cm ; L en henrys).

En microhenrys,

$$L = \frac{4\pi N^2 s}{l \times 10^3}$$

90. Association des self-inductions en série. — Soient deux self-inductions L_1 et L_2 , associées en série et disposées de manière qu'elles n'aient pas d'induction mutuelle. Appelons I le courant qui les traverse quand le régime est établi. Le flux embrassé par la première bobine est $L_1 I$. Le flux embrassé par la seconde est $L_2 I$. Le flux embrassé par l'ensemble est :

$$L_1 I + L_2 I = (L_1 + L_2) I.$$

Ce flux est le même que celui qui serait embrassé par une autre bobine dont le coefficient de self-induction serait $L = L_1 + L_2$.

Nous dirons que, lorsque 2 bobines n'ayant pas d'action mutuelle sont en série, le coefficient de self-induction de l'ensemble est égal à la somme des coefficients de self-induction particuliers.

Il en serait de même d'un nombre quelconque de self-inductions sans action mutuelle l'une sur l'autre.

$$L = L_1 + L_2 + L_3 + L_4 + \dots$$

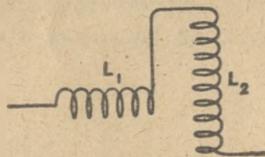


Fig. 58.

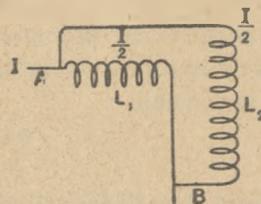


Fig. 59.

91. Association des self-inductions identiques en parallèle. — Soient L_1 et L_2 deux self-inductions absolument identiques. Associons les en parallèle sans qu'elles aient d'induction mutuelle. Soit I le courant total qui les traverse (fig. 59). Le flux embrassé par L_1 est $\frac{L_1 I}{2}$. Le flux embrassé par L_2 est $\frac{L_2 I}{2}$.

Dans le système vu des points A et B, lors de l'établissement du courant le flux passera de 0 à $\frac{L_1 I}{2}$. Si nous appelons L sa self-induction, nous aurons :

$$LI = L_1 \frac{I}{2} \quad \text{d'où} \quad L = \frac{L_1}{2}.$$

On peut aussi écrire : $L = \frac{L_2}{2}$ puisque $L_1 = L_2$.

On verrait de même que, si on associe en parallèle, sans qu'elles aient d'induction mutuelle, n self-inductions identiques, la self-induction de l'en-

semble est donnée par $L = \frac{l}{n}$, (L , self-induction de l'ensemble, l , self-induction d'une des bobines).

92. Self-inductions variables. — Le coefficient de self-induction, quelle que soit la forme de la bobine, croît avec le nombre des spires et avec la surface de chacune de ses spires. Il en résulte que, pour obtenir des self-inductions variables, il faudra faire varier le nombre de spires ou la section moyenne des spires. D'où plusieurs procédés possibles.

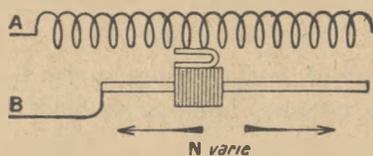


Fig. 50



Fig. 51.

Self en spirale (N et s varient).

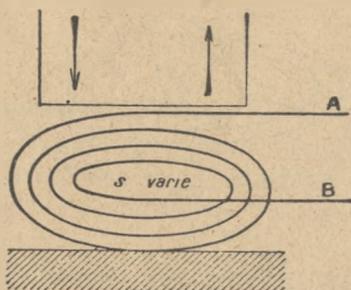


Fig. 62.

93. Variomètre. — On emploie souvent, pour réaliser une self-induction variable, le dispositif suivant :

Deux bobines circulaires A et B sont reliées en série. L'une d'elles, plus petite, peut tourner à l'intérieur de l'autre, autour d'un axe de symétrie parallèle au plan d'enroulement des spires. Soient L_1 et L_2 les coefficients de self-induction des deux bobines, M , leur coefficient d'induction mutuelle. Appelons T le courant qui les traverse.

Le flux embrassé par la bobine A est la somme de deux flux :

- 1° Le flux qu'elle crée elle-même, qui a pour valeur $L_1 I$;
- 2° Le flux dû à la bobine B, qui a pour valeur MI (voir 84).

Au total :

$$L_1 I + M I$$

Le flux embrassé par la bobine B a, de même, pour valeur :

$$L_2 I + M I$$

et le flux embrassé par l'ensemble des deux bobines est donné par :

$$\Phi = L_1 I + M I + L_2 I + M I = (L_1 + L_2 + 2M) I.$$

Le coefficient de self-induction équivalent à celui de ces deux bobines en série est donc :

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

Comme on peut faire varier M , on peut faire varier L ; il suffit de modifier la position relative des deux bobines. Lorsque les deux bobines sont perpendiculaires :

$$L = L_1 + L_2 \quad \text{car } M \text{ est nul.}$$

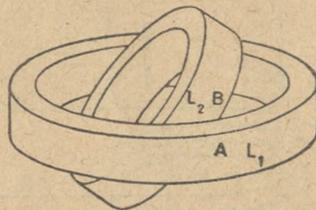


Fig. 63.

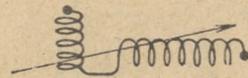


Fig. 64.

Appelons M_m la valeur absolue maximum que peut prendre M . Cette valeur correspondra à l'accouplement le plus serré possible des bobines. Si on fait tourner d'un demi-tour la bobine mobile, M reprendra la même valeur absolue, mais aura un signe inverse. Entre une position et l'autre de la bobine mobile, L variera de :

$$L_1 + L_2 + 2 M_m \quad \text{à} \quad L_1 + L_2 - 2 M_m$$

Si M_m est grand, on peut obtenir ainsi une grande variation de la self-induction.

Dans les schémas, un variomètre se représente par la figure 64.

94. Énergie emmagasinée par une self-induction. — Pendant la période d'établissement du courant, on a à chaque instant :

$$i = \frac{E - \frac{\Delta\Phi}{\Delta t \times 10^8}}{R} \quad (\text{voir 87}).$$

Cette formule peut s'écrire :

$$RI = E - \frac{\Delta\Phi}{\Delta t \times 10^8} \quad RI^2 = EI - I \frac{\Delta\Phi}{\Delta t \times 10^8}, \quad \text{et enfin} \quad EI = RI^2 + I \frac{\Delta\Phi}{\Delta t \times 10^8}$$

EI est la puissance fournie par la pile,

RI^2 est la puissance perdue en chaleur,

$I \frac{\Delta\Phi}{\Delta t \times 10^8}$ est la puissance nécessaire à la création du flux magnétique.

Il y a donc accumulation d'énergie sous forme de flux magnétique pendant toute la durée de l'établissement du courant.

On démontre que l'énergie totale emmagasinée lorsque le courant est établi, a pour valeur :

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

W en joules ; L , coefficient de self-induction en henrys ; I , valeur finale du courant en ampères ($I = \frac{E}{R}$).

95. Remarque au sujet des phénomènes d'induction. — Lors de l'étude des phénomènes d'induction (voir 80) nous avons dit que la variation de flux à travers un circuit était la *cause apparente* de la force électromotrice d'induction qui y prenait naissance. Cette commode façon de voir n'est pas conforme à la vérité.

L'expérience montre que l'on peut obtenir des forces électromotrices d'induction dans un circuit, sans variation de flux à travers ce circuit, et inversement qu'on peut faire varier le flux à travers un circuit sans obtenir de force électromotrice d'induction.

L'étude expérimentale montre qu'il est nécessaire, pour obtenir dans un circuit une force électromotrice d'induction, qu'une partie d'un conducteur de ce circuit traverse un champ magnétique. On dit que le conducteur doit couper les lignes de force du champ.

Il se trouve que dans presque toutes les applications, *on fait varier* le flux à travers un circuit en faisant *couper du flux* au conducteur du circuit. Les deux manières de voir reviennent alors au même, et c'est parce que la première (que nous savons inexacte) permet plus facilement dans tous les cas le calcul de la force électromotrice induite que nous nous en servons encore, quitte à vérifier que la variation de flux a bien été obtenue en « coupant du flux ».

Dans le cas où un conducteur rectiligne se meut d'un mouvement uniforme perpendiculairement à un champ uniforme, la force électromotrice d'induction dont il est le siège, a une expression mathématique simple.

On a

$$E = \frac{\mathcal{H}lv}{10^8}$$

(E en volts, \mathcal{H} en gauss, l , longueur du conducteur en cm, v , vitesse de déplacement du conducteur en cm par seconde).

CHAPITRE VI

ARC ÉLECTRIQUE. ÉTINCELLE ÉLECTRIQUE.

93. Phénomène de l'arc électrique. — Constituons un circuit avec une source de force électromotrice d'une centaine de volts, un interrupteur et une résistance de quelques dizaines d'ohms. Nous constaterons, en manœuvrant lentement l'interrupteur, qu'il se produit à l'ouverture du circuit une flamme très chaude entre les deux pièces métalliques de contact de l'interrupteur qui s'éloignent l'une de l'autre.

Pour une distance de coupure pas trop grande, cette flamme peut durer longtemps. Un ampèremètre intercalé dans le circuit montre que, tant que la flamme dure, un courant passe. Si l'on éloigne trop les pièces métalliques entre lesquelles jaillit cette flamme, elle s'éteint brusquement, et l'ampèremètre revient à zéro.

Cette flamme, qui réunit les pièces métalliques et semble conduire le courant, est appelée *arc électrique*.

Lorsque les pièces métalliques sont près de s'éloigner l'une de l'autre, la résistance de leur contact est grande, d'où un échauffement considérable qui volatilise le métal. Les vapeurs métalliques étant conductrices, on s'explique ainsi que l'arc prenne naissance.

L'*arc électrique* est une flamme extrêmement chaude (4.500°). Il détériore rapidement les pièces entre lesquelles il éclate. Son action destructive est d'autant plus grande que le courant qui le traverse est plus intense. La longueur

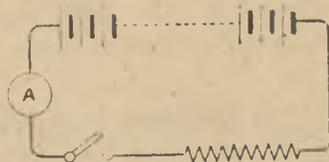


Fig. 65.

qu'il peut atteindre croît avec la force électromotrice de la source, et décroît lorsque la résistance du circuit croît.

97. Distance de coupure des interrupteurs et des coupe-circuits. — Lorsqu'un interrupteur doit couper un circuit dans lequel la force électromotrice est élevée, il faut, pour que l'interrupteur ne soit pas mis rapidement hors d'usage, que l'arc qui se produira à la rupture ne puisse durer. Il faut donc que le mécanisme de l'interrupteur permette un écart suffisant à la rupture entre les pièces de contact.

La distance de coupure des interrupteurs doit donc être en rapport avec l'usage auquel on les destine.

Par exemple, un interrupteur construit pour 110 volts, 20 ampères, aura une distance de coupure de 3 centimètres, et pour 500 volts, 20 ampères, de 12 centimètres.

On construit très simplement des interrupteurs dits à rupture brusque, qui coupent très vite et à distance suffisamment grande, quelle que soit la vitesse de manœuvre de l'opérateur.

Les fusibles ne doivent en aucun cas amorcer un arc entre leurs bornes au moment de leur fusion ; aussi la distance entre les bornes croîtra avec la force électromotrice de la source et l'intensité du courant qui provoque la fusion.

98. Soufflage mécanique d'un arc électrique. — Pour souffler un arc, il faut faire croître la distance entre les conducteurs qu'il réunit.

Le procédé mécanique le plus naturel est d'écarter les pièces entre lesquelles l'arc se produit. On peut aussi intercaler entre ces pièces un corps isolant solide, incombustible. On peut aussi souffler l'arc par un jet d'air. Enfin, on peut le faire éclater au sein d'un corps liquide isolant. Le pétrole et l'alcool conviennent bien à cet usage.

99. Soufflage magnétique d'un arc électrique. — L'arc électrique est parcouru par un courant qui produit un flux magnétique. Il a la consistance d'une flamme ; il est donc facilement déformable. Créons un champ magnétique dans la région où doit se produire l'arc. Dès sa formation, le champ qu'il établira réagira sur le champ préexistant et, de ce fait, il tendra à se courber, s'étendant ainsi sur une longueur plus grande, d'où le soufflage.

En pratique, le champ magnétique de soufflage est fourni par un électroaimant connecté en série dans le circuit de l'arc.

100. Entretien d'un arc électrique. — L'arc a des propriétés différentes suivant la nature des conducteurs entre lesquels on le fait jaillir. Si l'arc jaillit entre des conducteurs en charbon des cornues, il a un grand pouvoir éclairant.

Entre certains conducteurs, il a une grande action chimique (photographic). On l'emploie comme source thermique dans des fours électriques.

Pour qu'un arc dure et fonctionne *régulièrement*, l'expérience a montré qu'il est nécessaire que la force électromotrice de la source soit élevée et que la résistance du circuit de l'arc soit grande.

Un arc alimenté par 2 ampères sous 500 volts, est plus *stable* qu'un arc de 2 ampères sous 119 volts.

101. Phénomène de l'étincelle électrique. — Si nous prenons une batterie de piles en série, comprenant un grand nombre d'éléments (un millier), et que, par l'intermédiaire d'un interrupteur, nous voulions la faire débiter sur une résistance extérieure, nous verrions que, avant que les pièces de contact de l'interrupteur se touchent, l'air qui les sépare est percé par un trait de feu bientôt suivi d'un arc électrique. Ce trait de feu qui amorce l'arc s'appelle *l'étincelle électrique*. Elle jaillit chaque fois qu'il y a une force électromotrice suffisante entre deux conducteurs voisins.

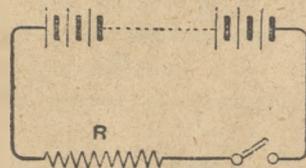


Fig. 66.

L'expérience montre que l'étincelle éclate plus facilement entre des arêtes vives ou des pointes qu'entre des sphères, et plus facilement entre des sphères qu'entre des plans.

102. Rigidité diélectrique. — L'étincelle électrique peut percer tous les isolants avec plus ou moins de facilité. Les diélectriques, que nous avons classés déjà par leur résistivité, peuvent être classés par la facilité avec laquelle l'étincelle électrique peut les percer.

On peut dire que la force électromotrice nécessaire pour percer une étincelle un isolant est d'autant plus faible que l'isolant est moins épais, mais il n'y a pas proportionnalité.

Voici quelques chiffres, relevés entre plans, relatifs à des isolants usuels :

Nature des isolants	Épaisseur en millimètres	Force électromotrice en kilovolts provoquant l'étincelle
Ardoise	10	5
Ebonite	1	50
Marbre blanc	10	14
Mica	0,1	10
Papier paraffiné	0,1	4
Huile de graissage	10	48
Huile d'olive	10	70
Température et pression ordinaires	{ air	6
	{ air (entre pointes)	16

L'air, qui a une résistivité pratiquement infinie, est assez facilement traversé par l'étincelle.

CHAPITRE VII

LE CONDENSATEUR ÉLECTRIQUE. ÉLECTROSTATIQUE

103. Définition du condensateur. — On appelle *condensateur* un système formé de deux plaques métalliques séparées par un *diélectrique* (isolant).

Ce diélectrique peut être solide (mica, papier, paraffine, verre), ou liquide, ou gazeux.

Les deux plaques métalliques s'appellent *les armatures* du condensateur. Dans les schémas, on représente un condensateur par \parallel .

104. Expériences fondamentales. — 1° Quand on réunit les deux pôles d'une pile aux deux armatures d'un condensateur, par l'intermédiaire d'un

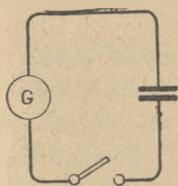


Fig. 67.

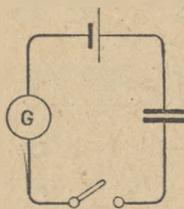


Fig. 68.

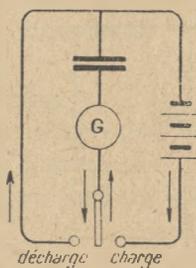


Fig. 69.

galvanomètre et d'un interrupteur, on remarque, dès la fermeture du circuit, une élévation du galvanomètre.

2° Si on ouvre le circuit et si on le ferme à nouveau, il n'y a plus d'élévation.

3° Si maintenant, on relie les deux armatures du condensateur au galvanomètre, celui-ci dévie, puis revient au zéro, mais l'élongation, qui est aussi grande que la première, est en sens inverse.

Le condensateur contenait donc une certaine quantité d'énergie qu'il avait emmagasinée lors de la 1^{re} expérience. Un condensateur se comporte donc comme un accumulateur. On peut le *charger*, le *décharger*, le *recharger*, etc., mais il n'y a pas de polarité à observer ; on peut charger indifféremment dans un sens ou dans l'autre.

105. Quantité d'électricité. Coulomb. — Un accumulateur emprunte à des combinaisons chimiques l'énergie qu'il fournit. On ne sait pas sous quelle forme s'emmagasine l'énergie dans un condensateur. Faute de mieux, nous dirons qu'elle est emmagasinée sous forme électrique ; qu'un condensateur chargé contient une certaine *quantité d'électricité*. Cette quantité d'électricité serait développée par le courant de charge et s'en irait avec le courant de décharge.

Un courant « transporte » une certaine quantité d'électricité. Cette quantité, que nous désignerons par Q , est proportionnelle au temps de passage du courant, et au courant.

Si nous écrivons :

$$Q = It$$

Q sera la quantité d'électricité transportée par un courant de 1 ampère pendant 1 seconde. On l'appelle un *coulomb*. (Un microcoulomb = $\frac{1}{10^6}$ coulomb.)

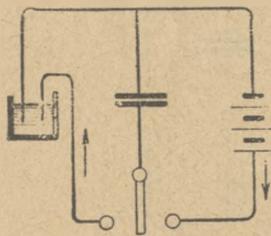


Fig. 70.

Ce sera la quantité d'électricité qui déposera dans un voltamètre 1,118 mil ligrammes d'argent (voir 9).

106. Capacité d'un condensateur. Farad. — En chargeant un condensateur et en le déchargeant dans un voltamètre à nitrate d'argent, on dépose à la cathode une certaine masse d'argent. L'opération étant répétée un grand nombre de fois, (avec le dispositif ci-contre, par exemple), on aura un poids appréciable de métal et, par conséquent, un moyen de connaître la quantité d'électricité emmagasinée à chaque charge.

L'expérience montre que cette quantité Q est proportionnelle à la force électromotrice de la source ; nous écrivons :

$$Q = CE$$

C étant un coefficient de proportionnalité caractérisant le condensateur, que l'on appelle la *capacité du condensateur*, et qui s'exprime en *farads*.

D'après cela, un condensateur d'une capacité de 1 farad est un condensateur qui emmagasine une quantité d'électricité de 1 coulomb quand il est chargé avec une force électromotrice de 1 volt.

En pratique, on emploie le microfarad et le millièrne de microfarad.

107. Valeur de la capacité d'un condensateur plan. — On appelle condensateur plan un condensateur dans lequel les deux armatures sont constituées par des plaques métalliques planes, parallèles, de même surface, et en regard l'une de l'autre.

Dans un tel condensateur, dont le diélectrique est de l'air, la capacité C est donnée par la formule :

$$C = \frac{1}{900\,000} \frac{S}{4\pi e}$$

C est la capacité exprimée en microfarads ;

S, la surface d'une armature (d'un seul côté) en cm^2 ;

e, la distance en centimètres entre les deux armatures.

Exemple. — Supposons qu'un condensateur plan soit constitué par des armatures de 1 mètre carré, distantes de 1 millimètre. Le diélectrique est de l'air.

Sa capacité a pour valeur :

$$C = \frac{1}{900\,000} \frac{S}{4\pi e} = \frac{1}{900\,000} \frac{10\,000}{4 \times \pi \times 0,1} = \frac{1}{36\pi} \\ \equiv 0,009 \text{ microfarads ou } 9 \text{ millièmes de microfarads.}$$

108. Pouvoir inducteur spécifique d'un diélectrique. — La capacité d'un condensateur dépend, non seulement de la surface des armatures et de la distance qui les sépare, mais encore de la nature du diélectrique.

Avec un diélectrique autre que l'air, il faut, pour obtenir la capacité d'un condensateur plan, employer la formule :

$$C = \frac{K}{900\,000} \frac{S}{4\pi e}$$

K est un coefficient qui dépend de la nature du diélectrique employé, et qu'on appelle son *pouvoir inducteur spécifique*. Si on veut appliquer à l'air cette formule, il faut faire $K = 1$.

Pour le verre, K varie de 5 à 15 suivant sa composition.

Tous les diélectriques sont caractérisés par un coefficient K qui leur est particulier.

109. Association des condensateurs. — Entre les armatures d'un condensateur chargé, il existe une force électromotrice puisque, si l'on réunit les 2 armatures, il passe un courant dans le circuit de liaison.

Comme pour les piles et les accumulateurs, on peut associer les forces électromotrices des condensateurs en série ou en parallèle, pour la charge et pour la décharge.

110. Association des condensateurs en série. — Soit trois condensateurs de capacité C_1 , C_2 et C_3 , que nous associerons en série et chargerons à l'aide d'une batterie de piles de force électromotrice E .

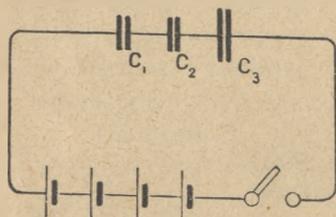


Fig. 71.

L'intensité du courant de charge étant la même à chaque instant, la quantité Q d'électricité emmagasinée par chaque condensateur est la même. Si nous appelons E_1 , E_2 , E_3 , les forces électromotrices entre les armatures des trois condensateurs, nous aurons :

$$Q = C_1 E_1 = C_2 E_2 = C_3 E_3.$$

La quantité d'électricité emmagasinée par l'ensemble des trois condensateurs est encore Q , et la force électromotrice entre les bornes de cet ensemble est E . On a donc :

$$Q = C_1 E_1 = C_2 E_2 = C_3 E_3 = CE,$$

en appelant C la capacité équivalente à l'ensemble. De ces égalités, on tire :

$$E = \frac{Q}{C} \quad E_1 = \frac{Q}{C_1} \quad E_2 = \frac{Q}{C_2} \quad E_3 = \frac{Q}{C_3}$$

Comme

$$E = E_1 + E_2 + E_3 \quad (\text{forces électromotrices en série}),$$

$$\frac{Q}{C} = \frac{Q}{C_1} + \frac{Q}{C_2} + \frac{Q}{C_3}$$

ou enfin :

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

Il en serait de même pour un nombre quelconque de condensateurs. D'où la règle suivante :

Quand des condensateurs sont associés en série, la capacité de l'ensemble est telle que son inverse est égale à la somme des inverses des capacités associées.

Exemple. — Prenons :

$$C_1 = 2 \text{ microfarads}$$

$$C_2 = 3 \text{ microfarads}$$

$$C_3 = 4 \text{ microfarads.}$$

En série, la capacité C de l'ensemble est donnée par :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{2} + \frac{1}{3} + \frac{1}{4} = \frac{6 + 4 + 3}{12} = \frac{13}{12},$$

d'où $C = \frac{12}{13}$ microfarads $\equiv (0,92)$ microfarads.

Remarque. — La capacité de l'ensemble est plus petite que la plus petite des capacités associées.

Cas particulier. — Supposons tous les condensateurs associés identiques :

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = \dots$$

Dans ce cas, l'application de la règle donne :

$$\frac{1}{C} = \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4} + \dots \right) = \frac{n}{C_1},$$

(n étant le nombre des condensateurs associés), d'où :

$$C = \frac{C_1}{n}$$

La capacité de l'ensemble est égale à la capacité d'un seul condensateur divisée par leur nombre.

111. Association des condensateurs en parallèle. — Quand la charge est finie, la force électromotrice entre les armatures de tous les condensateurs associés est la même et a pour valeur celle de la batterie de piles E .

Appelons Q_1, Q_2, Q_3, \dots les quantités d'électricité emmagasinées respectivement par les condensateurs, C_1, C_2, C_3, \dots . Soient Q la quantité totale, et C la capacité de l'ensemble.

On a :

$$Q = CE \quad Q_1 = C_1E \quad Q_2 = C_2E \quad Q_3 = C_3E \dots$$

d'où :

$$\frac{Q}{C} = \frac{Q_1}{C_1} = \frac{Q_2}{C_2} = \frac{Q_3}{C_3} = \frac{Q_1 + Q_2 + Q_3}{C_1 + C_2 + C_3}.$$

Pendant la charge, le courant I de charge se divise en trois parties, I_1 , I_2 , I_3 , passant dans chacune des dérivations formées par les condensateurs. Le courant I dans le fil venant de la pile a pour valeur $I_1 + I_2 + I_3$, à chaque instant. La quantité Q a donc pour valeur $Q_1 + Q_2 + Q_3$. Il résulte alors de l'égalité :

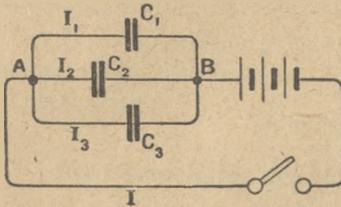


Fig. 72.

$$\frac{Q}{C} = \frac{Q_1 + Q_2 + Q_3}{C_1 + C_2 + C_3}$$

que

$$C = C_1 + C_2 + C_3.$$

Il en serait de même pour un nombre quelconque de condensateurs associés. D'où la règle suivante :

Quand des condensateurs sont associés en parallèle, la capacité de l'ensemble est égale à la somme des capacités de tous les condensateurs associés.

Cas particulier. — Il résulte de la règle ci-dessus que si les condensateurs associés sont identiques, la capacité de l'ensemble a pour valeur la capacité d'un seul multipliée par leur nombre.

112. Énergie emmagasinée dans un condensateur ou dans un système de condensateurs. — L'énergie emmagasinée a pour valeur :

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

(W , énergie en joules ; C , capacité du condensateur, ou de l'ensemble des condensateurs, en farads ; E , en volts).

Si $C = 1$ microfarad, $E = 100$ volts.

$$W = \frac{1}{2} \frac{1}{10^6} \times 100^2 = \frac{1}{2} \frac{1}{100} = \frac{1}{200} = 0,005 \text{ joule.}$$

113. Condensateur de capacité variable. — Quelle que soit la forme d'un condensateur, sa capacité est proportionnelle à la surface des armatures en regard, au pouvoir inducteur spécifique du diélectrique, et inversement proportionnelle à la distance des armatures. Nous écrirons symboliquement :

$$C = b \frac{KS}{e}$$

b étant le coefficient numérique convenable. Pour faire varier C , il faudra faire varier K , ou S , ou e . Cette variation pourra se faire séparément ou simultanément. De là, plusieurs solutions possibles.

À titre d'exemples pour des condensateurs à armatures planes :

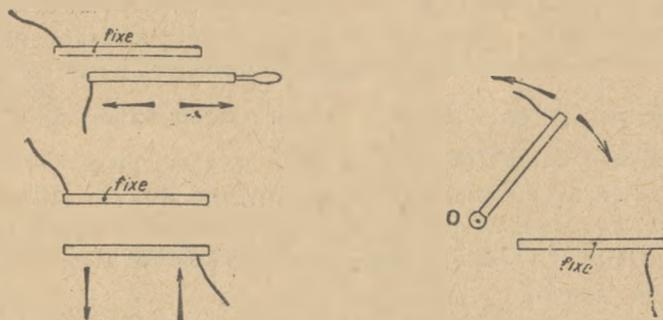


Fig. 73.

On peut faire varier S (surface en regard des armatures), en laissant, par exemple, une armature fixe, et en déplaçant l'autre par translation. On peut faire varier e . On peut faire varier S et e à la fois, en faisant tourner une des armatures autour d'un axe O , situé dans le plan de l'autre.

On pourrait encore intercaler plus ou moins entre deux armatures fixes séparées par de l'air une lame d'un isolant à grand pouvoir inducteur spécifique.

Dans les schémas, on représente un condensateur de capacité variable par $\overline{\text{—}}$.

114. Capacités élevées sous un faible volume. — Pour obtenir de grandes capacités sous un faible volume, on peut chercher à réduire de plus en plus l'épaisseur du diélectrique.

Il est certain que, plus le diélectrique sera mince, plus la capacité sera grande.

On peut se demander ce qu'il adviendrait de la capacité d'un condensateur plan, par exemple, si on faisait décroître de plus en plus l'épaisseur du diélectrique. La formule :

$$C = \frac{KS}{4\pi e} \frac{1}{000\ 000}$$

répond que la capacité croît indéfiniment.

Et si les armatures viennent au contact ? La formule répond : $C = \text{infini}$, mais sa réponse est sans valeur parce que nous n'avons plus alors un condensa-

teur dans lequel s'accumule une énergie appréciable, mais un simple conducteur. Le système, au moment du contact, change de nature, et notre formule ne s'applique plus physiquement. Il n'en est pas moins vrai qu'au point de vue du calcul, nous pourrions dire que la capacité est infinie.

Si, sans être en contact, les armatures sont très près l'une de l'autre, la capacité du condensateur est très grande, mais on cherche à réaliser de grandes capacités pour pouvoir emmagasiner de grandes énergies. L'énergie emmagasinée étant donnée par $W = \frac{1}{2} CE^2$, si on a une grande valeur de C (obtenue par une faible épaisseur de diélectrique), on ne pourra pas charger le condensateur avec une force électromotrice élevée, parce qu'une étincelle jaillirait d'une armature à l'autre, à travers ce diélectrique. Outre que cette étincelle amorcerait un arc destructeur, il y aurait communication entre les armatures et, par suite, pas d'effet de capacité.

On obtient des capacités peu encombrantes en constituant chaque armature par des plaques métalliques parallèles reliées électriquement. Une des armatures, B, est engagée dans la seconde, A, sans la toucher, en laissant une épaisseur de diélectrique régulière et suffisante pour qu'il résiste à la force électromotrice de charge. On a ainsi une série de condensateurs identiques associés en parallèle. Si B possède n lames, et A, $n + 1$, il y a $2n$ condensateurs associés. La capacité de l'ensemble sera donnée par :

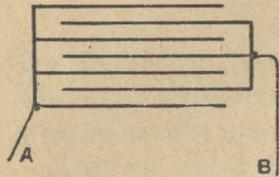


Fig. 74.

$$C = 2n \frac{KS}{4\pi e} \frac{1}{900\,000}$$

(S , surface en cm^2 en regard d'une des plaques, d'un seul côté, e , épaisseur du diélectrique entre deux plaques consécutives). On peut rendre la capacité d'un tel système aisément variable par des mécanismes très simples

115. Charge d'un condensateur branché entre les extrémités d'une résistance parcourue par un courant. — Soient A et B les extrémités d'une résistance R parcourue par un courant I . Un voltmètre (très résistant devant R), branché entre les points A et B, donne une différence de potentiel de U volts (voir 30). Branchons entre A et B un condensateur C. Un courant va passer dans ce condensateur et le charger. Quand il sera chargé, il ne sera plus parcouru par aucun courant, et il y aura entre ces armatures une force électromotrice E dirigée en sens inverse du courant de charge. La résistance R , traversée par

un courant I , s'est donc comportée comme une pile de force électromotrice E , force électromotrice que le voltmètre (très résistant) donne comme égale à RI .

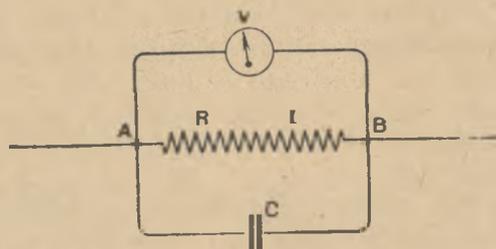


Fig. 75.

On peut donc écrire :

$$Q = CRI = CU.$$

ELECTROSTATIQUE

116. Phénomènes fondamentaux. — Quand un condensateur est chargé, on constate que ses deux armatures s'attirent. Si nous chargeons deux condensateurs démontables, et si, après avoir coupé les connexions avec la source, nous mettons en présence les armatures, nous constaterons que celles qui étaient reliées au même pôle de la source se repoussent et que celles qui étaient reliées aux pôles de nom contraire s'attirent.

117. Hypothèses (voir 52). — Pour expliquer ces phénomènes, on a fait les hypothèses suivantes :

Il y a, sur l'armature positive d'un condensateur chargé, une certaine quantité d'électricité positive, et, sur l'armature négative, une quantité égale d'électricité négative. Les électricités de même nom se repoussent. Les électricités de nom contraire s'attirent. La grandeur des attractions et des répulsions est proportionnelle aux quantités d'électricité en présence, et inversement proportionnelle au carré de leur distance. Pour concilier ces nouvelles hypothèses avec le langage adopté jusqu'ici, nous considérerons maintenant le courant électrique comme un transport d'électricité positive dans le sens du courant, ou bien comme un transport d'électricité négative en sens inverse du courant.

Nous adopterons la première façon de voir si nous considérons la charge

de l'armature positive d'un condensateur, et la seconde façon pour l'armature négative, la quantité d'électricité transportée restant, en valeur absolue, égale à Q (définie par ses effets chimiques (voir 106)) pour chacune des armatures. Sur l'armature positive, il y aura une charge $+Q$; sur l'autre armature, il y aura $-Q$.

118. Champ électrostatique (voir 54). — Considérons un condensateur chargé (diélectrique air).

Supposons placée entre ses armatures, en un point M , une certaine quantité d'électricité positive, portée par un corps minuscule, de masse négligeable. Ce corps va être repoussé par l'armature positive et attiré par l'armature négative. La résultante des deux forces exercées sera une certaine force F , dirigée vers l'armature négative.

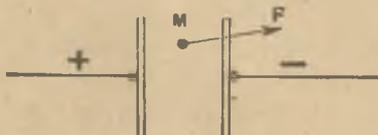


Fig. 78.

Pour toutes les positions du petit corps, extérieurement aux armatures, il y aura une force F définie.

Dans tout l'espace où cette force F s'exerce, on dit qu'il y a un *champ de forces électrostatiques*.

La grandeur de cette force en un point donné (valeur du champ en ce point), croîtra avec les quantités d'électricité $+Q$ et $-Q$.

La quantité d'électricité emmagasinée sur chaque armature étant proportionnelle à C et à E , et C étant, d'autre part, en raison inverse de la distance entre les armatures, la grandeur du champ, pour un condensateur donné, en un point donné, pourra être appréciée en volts par centimètre.

Par exemple, si les armatures d'un condensateur plan sont situées à une distance de 1 millimètre l'une de l'autre, et si ce condensateur est chargé sous 100 volts, le champ en un point sera caractérisé par le rapport $\frac{100}{0,1} = 1.000$ volts par centimètre.

Si la force électromotrice de charge doublait, le champ en ce point doublerait.

119. Lignes de force (voir 56). — Si nous laissons le petit corps obéir à la force qui le sollicite, il se précipitera sur l'armature négative en décrivant une certaine trajectoire qu'on appelle une *ligne de force électrostatique*.

En tout point du champ passe une ligne de force, et il résulte de notre façon de concevoir les lignes de force, que deux de ces lignes ne peuvent se rencontrer.

120. Répartition du champ électrique. — Le calcul basé sur les hypothèses admises (voir 117) montre que, entre les armatures d'un condensateur plan, dans lequel la distance entre armatures est petite devant chacune des dimensions de la surface de ces armatures (ou devant leur diamètre si elles sont circulaires), le champ est sensiblement uniforme et perpendiculaire à ces armatures dans toute la zone qui n'avoisine pas les bords.

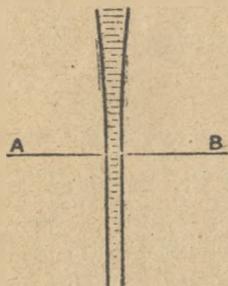


Fig. 79.

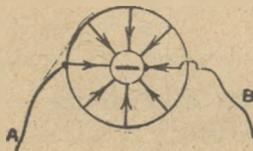


Fig. 80.

Le calcul montre que, dans le cas d'un condensateur cylindrique (condensateur dans lequel les armatures sont des cylindres de même axe), le champ est radial dans la zone qui n'avoisine pas les extrémités. Il est dirigé suivant les rayons communs aux deux cylindres.

Supposons le cylindre extérieur positif, et le cylindre intérieur négatif. Le champ sera centripète. Dans un tel champ, une parcelle d'électricité négative serait lancée en sens inverse de ce champ, et viendrait frapper le cylindre extérieur, décrivant une ligne de force.

CHAPITRE VIII

QUELQUES APPLICATIONS COURANTS DE FOUCAULT. LA BOBINE D'INDUCTION

121. Courants de Foucault. — Lorsqu'il y a variation non uniforme de flux magnétique dans une masse métallique, il se produit des courants induits à l'intérieur de cette masse. Ces courants, circulant dans la masse, l'échauffent. Comme tous les courants induits, ils consomment de l'énergie aux dépens de la cause qui provoque la variation de flux.

Dans les machines, certaines pièces, qui n'ont qu'un rôle mécanique ou magnétique à jouer, sont obligatoirement, par construction, situées dans un champ magnétique variable. Elles sont alors parcourues par des courants induits qu'il est presque toujours impossible de capter. Ces courants parasites, dont le sens est, en chaque point de la masse, donné par la loi de Lenz, sont appelés *courants de Foucault*.

En chaque point de la masse, ils circulent dans un plan perpendiculaire au flux. D'où l'idée de sectionner, quand cela est possible, la masse métallique, dans le sens du flux, les diverses parties étant séparées l'une de l'autre par un isolant. La réluctance offerte au flux magnétique par la masse métallique ne varie pas, tandis que la résistance des circuits offerts aux courants de Foucault doit être très grande. L'énergie qu'ils absorbent est, par cela même, extrêmement réduite.

La force électromotrice des courants de Foucault en un point donné est proportionnelle, à chaque instant, à la vitesse de variation du flux en ce point. L'intensité de ces courants est proportionnelle à cette force électromotrice et, par suite, la puissance qu'ils absorbent est proportionnelle *au carré de la vitesse de variation du flux* ($P = EI$).

En conséquence, quand la vitesse de variation du flux sera très grande, il faudra, pour réduire sensiblement l'énergie absorbée par les courants de Foucault, fractionner en très petites portions (orientées dans le sens du flux), les pièces conductrices en proie à ces variations rapides de flux.

En particulier, si, dans un champ magnétique variable, on doit faire passer un conducteur qui sera parcouru par un courant intense, (qui aura, par conséquent, une grande section), on évitera une perte d'énergie en employant plusieurs petits conducteurs isolés les uns des autres et associés parallèle et toronnés.

LA BOBINE D'INDUCTION

122. Réalisation d'une bobine d'induction. — Soit une bobine de self-induction, alimentée par une source au moyen d'un interrupteur. Cette bobine embrasse un flux Φ . A la rupture du courant, le flux varie rapidement à l'intérieur de la bobine. Il en résulte, dans cette bobine, une force électromotrice de self-induction, de même sens que celle de la source (Loi de Lenz), d'autant plus grande que la rupture est plus rapide. Elle peut devenir suffisante pour établir un arc entre les pièces métalliques de l'interrupteur. Cet arc prolonge la durée du courant (Loi de Lenz). Néanmoins, il y aura une force électromotrice élevée pendant la durée de cet arc entre les pièces de contact de l'interrupteur.

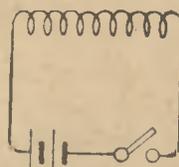


Fig. 81.

Au point de vue énergétique, l'énergie emmagasinée par la self-induction se retrouve en partie en chaleur dans l'arc pendant la rupture.

On a songé à utiliser cette force électromotrice élevée qui se produit à la rupture d'un circuit inductif, pour charger des condensateurs au lieu de s'adresser à l'association, encombrante et onéreuse, des piles en série.

Pour lui donner une grande valeur, on a été amené à employer des bobines à très grande self-induction. On améliore énormément les résultats en dotant ces bobines d'un noyau de fer. On perfectionne encore en fractionnant le noyau (paquet de tôles minces, fils de fer bottelés) pour éviter les courants de Foucault.

Ayant accru, autant que possible, le flux Φ embrassé, il reste à faire décroître la durée de la rupture. On emploie, pour cela, des interrupteurs mus mécaniquement à grande vitesse, et, pour éviter que l'arc prolonge cette durée, on le souffle mécaniquement (voir 98). On a constaté que le soufflage est encore

bien meilleur si, aux pièces de contact de l'interrupteur mécanique à soufflage, on branche un condensateur.

Enfin on aura un fonctionnement plus facile de l'interrupteur et une rupture encore plus rapide, en ne lui faisant couper qu'un circuit auxiliaire, de faible self-induction, destiné seulement à produire le flux dans le noyau. Ce flux, en disparaissant à la rupture, induira dans un autre enroulement de très grande self-induction, isolé du premier, mais situé autour du noyau, la force électromotrice très élevée que l'on veut obtenir.

L'appareil ainsi constitué est appelé *bobine d'induction*.

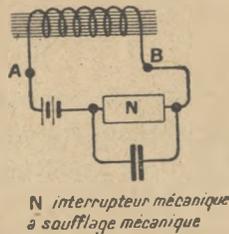


Fig. 82.

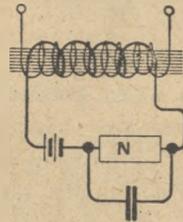


Fig. 83.

L'enroulement de faible self-induction (peu de spires, courant intense) destiné seulement à produire le flux, est appelé *enroulement primaire*. L'autre enroulement de grande self-induction (grand nombre de spires, fil fin), destiné à être induit d'une force électromotrice élevée à chaque rupture du circuit de l'enroulement primaire, est appelé *enroulement secondaire*. Par abréviation, on dit le *primaire* et le *secondaire* d'une *bobine d'induction*. Dans les schémas, on les désigne par les lettres P et S.

123. Charge d'un condensateur à l'aide d'une bobine d'induction. — Aux bornes du secondaire, on branche le condensateur à charger. Sur un des fils de liaison, on fait une coupure. On rapproche les bords de cette coupure, jusqu'à ce qu'il se produise une étincelle entre ces bords au moment de la rupture du primaire.

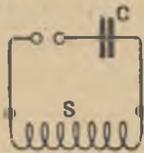


Fig. 84.

Cette étincelle joue le rôle d'un interrupteur extrêmement rapide qui connecte le condensateur au moment où la force électromotrice est très grande, et qui coupe très vite dès que cette force électromotrice baisse, isolant ainsi le condensateur, qui reste chargé.

La charge complète peut être obtenue au bout de quelques ruptures.

124. Interrupteur automatique du circuit primaire. — Il y a un grand nombre de modèles d'interrupteurs automatiques. Parmi les interrupteurs mécaniques, un des plus employés est l'interrupteur à trembleur, application simple d'un électro-aimant dont le travail consiste à couper son propre circuit.

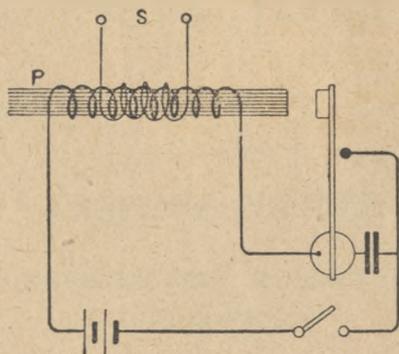
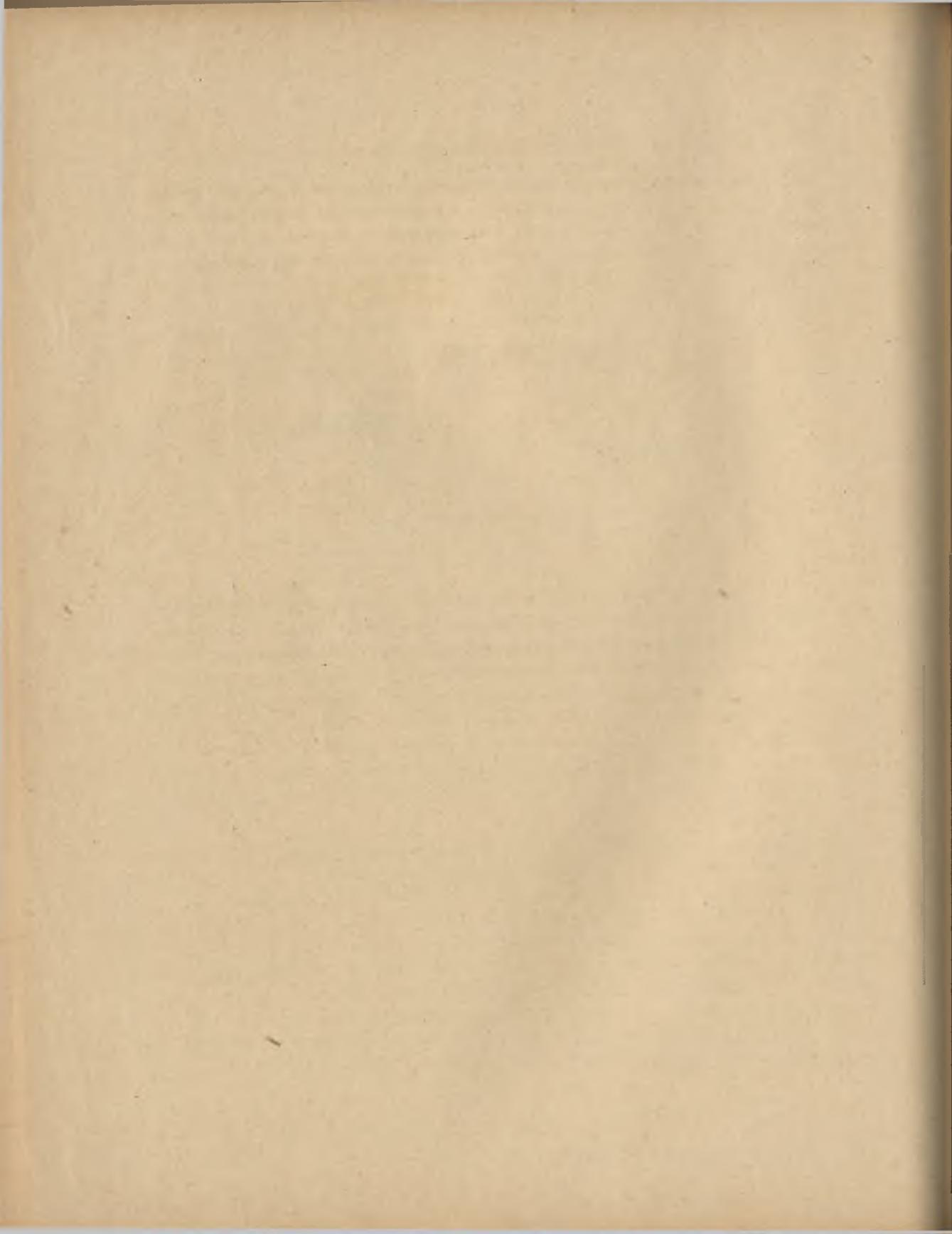


Fig. 85.

Un ressort de rappel fait refermer le circuit dès que les forces magnétiques ont disparu. Le courant se rétablit, l'électro-aimant coupe, etc...

Le noyau de fer des bobines peut servir de corps d'électro-aimant, et le circuit primaire en constitue alors l'enroulement.



LE COURANT ALTERNATIF

CHAPITRE PREMIER

ÉLÉMENTS DE TRIGONOMETRIE. GRANDEURS SINUSOÏDALES. DÉFINITIONS

125. Angle. Vitesse angulaire. — Soit une demi-droite AP tournant dans un plan d'un mouvement uniforme autour du point A qui est fixe. Un point quelconque, B, de cette droite, décrit une trajectoire.

L'angle dont a tourné la droite AP, à partir d'un instant pris comme origine des temps, est égal à la longueur de la partie de trajectoire décrite depuis cet instant, divisée par la longueur AB.

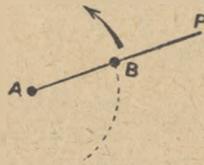


Fig. 86.

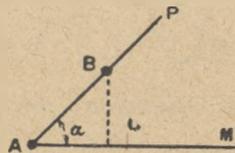


Fig. 87.

L'angle dont tourne la droite pendant l'unité de temps (seconde), s'appelle la *vitesse angulaire*. On la désigne habituellement par ω .

Pendant un temps t , l'angle α dont tourne la droite est ωt .

$$\alpha = \omega t.$$

Repérons à l'instant origine la position occupée par la droite AP, et appelons AM la droite fixe qui représente cette position. Au temps t , la valeur de α est ωt . α croît indéfiniment avec le temps.

126. Sinus, cosinus, et tangente d'un angle. — A un instant quelconque, si du point B on suppose abaissée sur AM ou sur son prolongement, la perpendiculaire BC ;

On appelle *sinus* α (on écrit : $\sin \alpha$), la valeur $\frac{\text{longueur BC}}{\text{longueur AB}}$ affectée du signe + ou du signe - suivant que le point B se trouve au-dessus ou au-dessous de AM.

Dans les figures 88, 89 et 92, on a : $\sin \alpha = + \frac{BC}{AB}$.

Dans les figures 90 et 91 on a : $\sin \alpha = - \frac{BC}{AB}$.

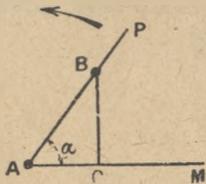


Fig. 88.

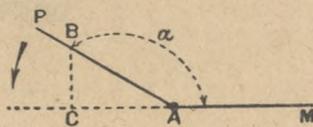


Fig. 89.

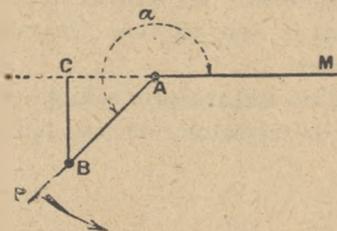


Fig. 90.

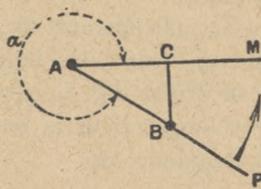


Fig. 91.

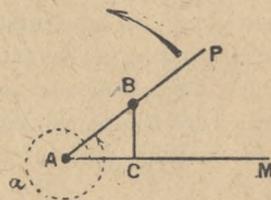


Fig. 92.

On appelle *cosinus* α ($\cos \alpha$) la valeur $\frac{\text{longueur AC}}{\text{longueur AB}}$ affectée du signe + ou du signe - suivant que le point C est sur AM ou sur son prolongement.

Dans les figures 88, 91 et 92 on a : $\cos \alpha = + \frac{AC}{AB}$.

Dans les figures 89 et 90, on a : $\cos \alpha = - \frac{AC}{AB}$.

On appelle *tangente* α ($\text{tg } \alpha$) la valeur algébrique du quotient $\frac{\sin \alpha}{\cos \alpha}$.

Il est clair que le sinus et le cosinus sont toujours plus petits que 1 en valeur absolue, et que la tangente peut varier de $-\infty$ à $+\infty$. Quand on veut étudier seulement l'allure de la variation du sinus ou du cosinus, ou comparer ces grandeurs entre elles, il est commode de prendre AB comme unité de longueur.

Avec cette convention :

L'angle dont tourne la droite pendant un certain temps a même valeur numérique que la longueur de la trajectoire décrite par le point B pendant ce temps ;

Valeur absolue de $\sin \alpha = BC$;

Valeur absolue de $\cos \alpha = AC$.

Pendant la rotation de la droite AP , l'angle α croît sans cesse ; les valeurs trigonométriques $\sin \alpha$, $\cos \alpha$ et $\operatorname{tg} \alpha$ varient sans cesse, mais on peut voir qu'elles reprennent toujours *de la même façon la même série de valeurs* à chaque tour de AP .

Des grandeurs qui, dans le temps, varient ainsi, sont appelées *des fonctions périodiques du temps*.

127. Représentation graphique de la variation du sinus d'un angle en fonction du temps lorsque cet angle croît proportionnellement au temps. Sinusoïde. Définitions.

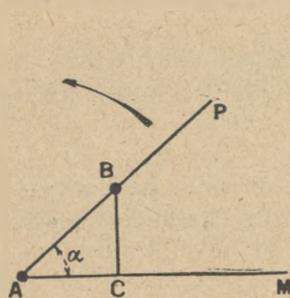


Fig. 93.

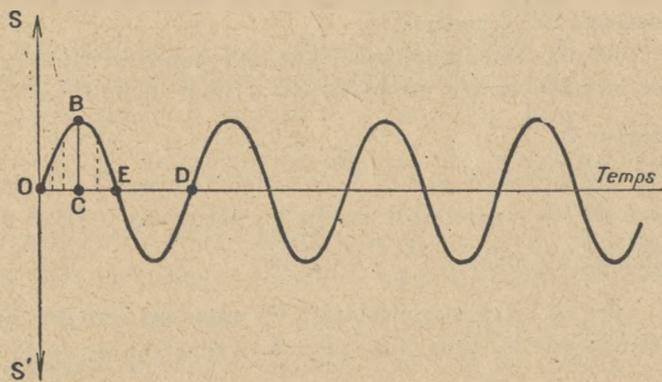


Fig. 94.

On construit cette courbe en portant, pour chaque instant, la valeur du sinus correspondant dans le sens OS quand le sinus est positif et dans le sens OS' quand le sinus est négatif.

Une telle courbe s'appelle une *sinusoïde*. Les grandeurs variables qui ont la même loi de variation que le sinus sont appelées *grandeurs sinusoïdales*.

La longueur BC maximum s'appelle *l'amplitude de la sinusoïde*.

Le temps représenté par la longueur OD s'appelle la *période de la sinusoïde*. Il se désigne par T. OE représente la demi-période $\frac{T}{2}$. OC correspond à $\frac{T}{4}$ (quart de période).

Le nombre de périodes par seconde a pour valeur $\frac{1}{T}$, et s'appelle la *fréquence*. On la désigne par F. On a donc : $F = \frac{1}{T}$.

La fréquence est égale au nombre de tours de la droite par seconde, c'est-à-dire à $\frac{\omega}{2\pi}$.

$$F = \frac{\omega}{2\pi}, \quad \text{d'où} \quad \omega = 2\pi F.$$

On a aussi :

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

128. Propriétés remarquables du sinus et de la sinusoïde. — On démontre mathématiquement que (et la sinusoïde construite très soigneusement permettrait de le vérifier) :

1° La valeur arithmétique moyenne du sinus pendant une période (ou un nombre entier de périodes) a pour valeur l'amplitude multipliée par le facteur $\frac{2}{\pi}$;

2° La racine carrée de la valeur moyenne du carré du sinus pendant une période (ou un nombre entier de périodes), a pour valeur l'amplitude multipliée par le facteur $\frac{1}{\sqrt{2}}$;

3° La vitesse de variation du sinus est une grandeur sinusoïdale de même période que le sinus. Elle peut être représentée en fonction du temps par une autre sinusoïde d'amplitude ω fois plus grande, mais décalée en avant de $\frac{1}{4}$ de période.

Plus généralement, une sinusoïde est telle que la grandeur qu'elle représente jouit de ces 3 propriétés.

(On appelle vitesse de variation d'une grandeur à un instant donné le

quotient de la variation de cette grandeur par le temps pendant lequel s'effectue cette variation, le temps d'observation étant pris le plus petit possible à partir de l'instant donné (voir 82, vitesse de variation du flux.)

129. Variation du cosinus d'un angle qui croît proportionnellement au temps. — En portant pour chaque instant la valeur du cosinus correspondant dans le sens OC quand le cosinus est positif et dans le sens OC' quand il est négatif, on obtient une nouvelle sinusoïde décalée par rapport à la première de $\frac{1}{4}$ de période en avant. Le cosinus jouit de toutes les propriétés du sinus (voir 128).

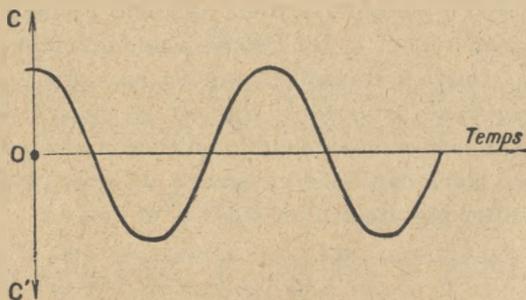


Fig. 95.

130. Phase — Pour rappeler que des grandeurs sinusoïdales de même période ne sont pas au même moment à la même époque de leur cycle de variation, on dit qu'elles sont *déphasées*. Le sinus et le cosinus d'un même angle sont *déphasés* d'un angle égal à $\frac{\pi}{2}$. Le cosinus est déphasé d'un angle de $\frac{\pi}{2}$ en avant du sinus.

Sur les *graphiques* représentatifs de la variation de grandeurs déphasées, les sinusoïdes sont *décalées* l'une par rapport à l'autre. La courbe représentant la variation du cosinus sera décalée en avant de $\frac{1}{4}$ de période. Deux grandeurs périodiques de même période qui, au même moment, sont à la même époque de leur cycle de variation, sont dites *en phase*.

131. Somme de grandeurs sinusoïdales de même période. — On démontre (une construction graphique soignée permettrait de le vérifier) que la somme de deux grandeurs sinusoïdales de même période est une grandeur sinusoïdale de même période.

Soient A et B les valeurs des amplitudes de deux grandeurs sinusoïdales dont il faut faire la somme. Soit C l'amplitude de cette somme. Supposons $A > B$.

1° Si les grandeurs d'amplitude A et B sont en phase, $C = A + B$, et la somme est en phase avec les deux grandeurs.

2° Si les deux grandeurs sont déphasées d'un angle égal à π (décalées de $\frac{1}{2}$ période sur le graphique), $C = A - B$, et la somme est en phase avec A.

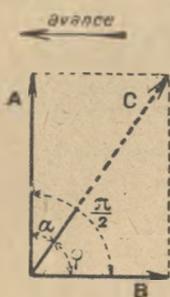


Fig. 96.

3° Si les deux grandeurs sont déphasées d'un angle égal à $\frac{\pi}{2}$ (décalées de $\frac{1}{4}$ de période sur le graphique), l'amplitude

de la somme est égale à la racine carrée de la somme des carrés des amplitudes : $C = \sqrt{A^2 + B^2}$. (C peut être représenté par l'hypoténuse d'un triangle rectangle dont les autres côtés sont A et B). Cette somme est déphasée en arrière sur la grandeur sinusoïdale qui est en avance, et en avance sur la grandeur sinusoïdale qui est en retard. Supposons que la grandeur sinusoïdale d'amplitude A soit en avance. La somme est alors déphasée en arrière de cette grandeur d'un angle α ,

et en avant de l'autre grandeur d'un angle φ , et l'on a :

$$\begin{array}{l} \sin \alpha = \frac{B}{C} = \frac{B}{\sqrt{A^2 + B^2}} \\ \cos \alpha = \frac{A}{C} = \frac{A}{\sqrt{A^2 + B^2}} \\ \operatorname{tg} \alpha = \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha} = \frac{B}{A} \end{array} \quad \left| \quad \begin{array}{l} \sin \varphi = \frac{A}{C} = \cos \alpha \\ \cos \varphi = \frac{B}{C} = \sin \alpha \\ \operatorname{tg} \varphi = \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi} = \frac{\cos \alpha}{\sin \alpha} \end{array} \right.$$

La construction (fig. 96) facilite la mémoire de ces résultats.

132. Flux embrassé sinusoïdal. — Considérons un conducteur circulaire presque fermé sur lui-même et tournant d'un mouvement uniforme autour d'un de ses diamètres perpendiculaire à la direction d'un champ magnétique uniforme \mathcal{H} . Soit A la projection de l'axe de rotation. AM est un axe fixe parallèle au champ, et AP un axe repère solidaire de la spire.

Le flux embrassé par cette spire varie avec l'angle α . Si s est la surface de la spire, le flux Φ embrassé a pour valeur la valeur absolue de $\mathcal{H}s \sin \alpha$.

Lorsque le point B passe de la région supérieure de AM à la région inférieure, le sinus change de signe, et, en même temps, le flux, quoique fixe dans l'espace, change de sens par rapport au conducteur, entrant alors dans la spire par l'autre côté de cette spire.

Au point de vue des phénomènes d'induction, tout se passe comme si le flux changeait de sens en même temps que le sinus change de signe.

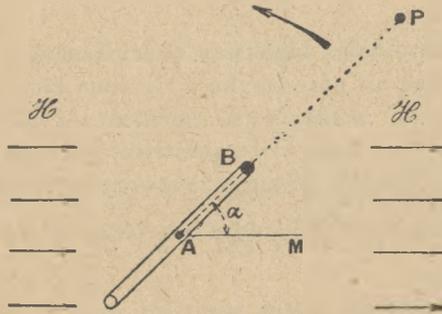


Fig. 97.

En convenant d'appeler flux positif et flux négatif le flux embrassé par la spire, suivant qu'il pénètre d'un côté ou de l'autre de cette spire, le flux a pour valeur algébrique :

$$\Phi = \mathcal{H}s \sin \alpha.$$

Graphiquement, il sera représenté par une sinusoïde d'amplitude $\mathcal{H}s$ (la plus grande valeur de $\sin \alpha$ étant l'unité).

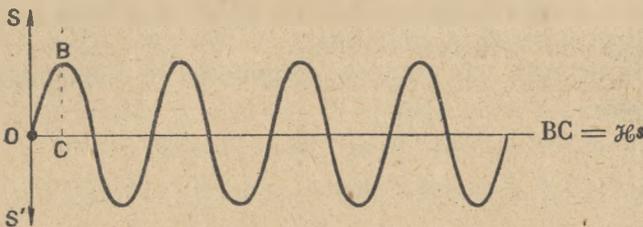


Fig. 98.

Sa période et sa fréquence seront celles du sinus α .

133. Force électromotrice sinusoïdale. — La force électromotrice d'induction est proportionnelle à la vitesse de variation du flux (voir 82). Or, la vitesse de variation du flux est sinusoïdale et de même période que le flux (voir 128). On en conclut que la force électromotrice alternative d'induction sera elle-même sinusoïdale, de même période que le flux. Elle aura pour amplitude $\frac{\mathcal{H}sv_0}{10^8}$.

Les changements de signe de cette force électromotrice correspondront à des changements de sens dans le conducteur induit.

134. Grandeurs sinusoïdales biphasées et triphasées. — Si, au lieu de la spire circulaire considérée au paragraphe 132, nous employons deux conducteurs identiques portés par le même axe, mais situés dans des plans perpendiculaires l'un à l'autre, les forces électromotrices induites dans ces deux conducteurs seront sinusoïdales, de même amplitude, de même période, mais déphasées l'une sur l'autre d'un angle égal à $\frac{\pi}{2}$. On dit que ce sont des forces électromotrices *biphasées*.

Si, au lieu de deux conducteurs, nous en avons trois, décalés l'un sur l'autre de $\frac{1}{3}$ de tour, nous aurions des forces électromotrices *triphassées* (sinusoïdales, même période, même amplitude, mais déphasées l'une sur l'autre d'un angle égal à $2\frac{\pi}{3}$). Les expressions « biphasées » et « triphasées » s'appliquent aux autres grandeurs sinusoïdales de même nature.

135. Pulsation. — Le flux embrassé par une spire, et la force électromotrice induite résultante sont des grandeurs sinusoïdales de même période et, par conséquent, de même fréquence F . La vitesse angulaire $\omega = 2\pi F$ est appelée la *pulsation* de ces deux grandeurs.

Plus généralement, une grandeur sinusoïdale de fréquence F a pour pulsation $\omega = 2\pi F$.

CHAPITRE II

COURANT ALTERNATIF

LOIS GÉNÉRALES DU COURANT ALTERNATIF

136. Courant alternatif. Courant alternatif sinusoïdal. — Par l'intermédiaire de deux bagues conductrices ayant leur centre sur l'axe de rotation et étant reliées aux extrémités de la spire (voir 132), nous pourrions fermer cette spire tournante sur une résistance extérieure. Le circuit fermé étant soumis à des variations de flux, sera parcouru par un courant d'intensité variable changeant périodiquement de sens (voir 83). Ce sera un *courant alternatif*. La force électromotrice qui lui donne naissance est appelée *force électromotrice alternative*.

Il est assez naturel de penser que ce courant sera, lui aussi, sinusoïdal, mais il est difficile d'en calculer la valeur. Cette valeur serait donnée à chaque instant par la loi d'Ohm ($i = \frac{e}{R}$) si nous connaissions la force électromotrice induite à cet instant.

Cette force électromotrice est proportionnelle à la vitesse de variation du flux embrassé par le circuit entier, et le flux embrassé dépend en partie du courant puisque le courant produit un flux à travers son propre circuit.

Pour trouver la valeur du courant, il faudrait connaître sa vitesse de variation à l'instant considéré, et pour connaître cette vitesse de variation, il faudrait connaître la valeur et la loi de variation de ce courant.

Le calcul intégral a permis de résoudre cette grosse difficulté. Il montre que le courant est sinusoïdal et de même période que le flux extérieur embrassé.

Si le champ magnétique, dans lequel nous avons fait tourner notre spire, n'avait pas été uniforme, le flux embrassé, la force électromotrice à circuit

ouvert et le courant à circuit fermé n'auraient pas été sinusoïdaux, quoique alternatifs.

Les sources industrielles de courant alternatif basées sur le même principe que notre appareil, sont appelés *alternateurs*.

137. Valeur efficace de l'intensité d'un courant alternatif. — On appelle *valeur efficace de l'intensité d'un courant alternatif* la valeur de l'intensité d'un courant continu qui, dans le même temps (nombre entier de périodes) et dans la même résistance, dissiperait en chaleur la même énergie.

Elle s'exprime en ampères comme l'intensité d'un courant continu.

Il résulte de cette définition qu'un ampèremètre thermique étalonné en courant continu, donnera directement, en courant alternatif, la valeur efficace de l'intensité du courant qui le traversera.

Nous représenterons par I la valeur efficace de l'intensité d'un courant alternatif.

Puisque, par définition, l'énergie dissipée en chaleur dans un conducteur de résistance R pendant un temps t a pour valeur RI^2t , I^2 est donc la moyenne des carrés des valeurs instantanées du courant pendant le temps considéré. I en est la racine carrée. Si le courant est sinusoïdal, il résulte des propriétés du sinus (voir 128) que l'on a, en appelant I_m la valeur maximum du courant (amplitude) :

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}.$$

138. Valeur efficace d'une force électromotrice alternative (1). — On appelle *valeur efficace d'une force électromotrice alternative* la racine carrée de la moyenne des carrés des valeurs instantanées de cette force électromotrice pendant un nombre entier de périodes. On désigne par E cette valeur efficace et on l'exprime en volts. Si la force électromotrice est sinusoïdale, on aura (voir 128) :

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} \quad (E_m, \text{ amplitude}).$$

139. Mesure de la valeur efficace de la force électromotrice d'un alternateur. — Soit un alternateur de résistance intérieure r , fermé sur un voltmètre thermique de résistance R . Appelons, à un instant donné, e la valeur de la force électromotrice et i la valeur de l'intensité du courant. Si le voltmètre

(1) On peut définir de même la valeur efficace d'une grandeur périodique quelconque.

est suffisamment résistant, on peut dire que la résistance totale du circuit est R , et considérer que e aurait la même valeur si le circuit était ouvert (le courant i produisant dans le circuit un flux négligeable).

La loi d'Ohm permet alors d'écrire :

$$i = \frac{e}{R} \quad \text{et} \quad e = Ri.$$

La force électromotrice et l'intensité sont proportionnelles. Donc, quand le courant passe par sa valeur efficace, la force électromotrice aussi, et l'on a :

$$E = RI.$$

Le voltmètre thermique donnant, par simple lecture, la valeur de RI (voir 29), E est donc connu.

140. Emploi du voltmètre thermique en courant alternatif. — (Voir 30).

1° Etant donnée une source de courant alternatif de force électromotrice inconnue, nous pourrons (si la résistance du voltmètre est assez grande pour que le courant qui le traversera donne dans le circuit un flux négligeable, et si la résistance de la source est faible devant celle du voltmètre), connaître, par simple lecture, la valeur efficace de sa force électromotrice.

2° Si nous nous proposons de faire travailler cette source sur une résistance extérieure suffisamment grande R , le courant dans R sera sensiblement à chaque instant $i = \frac{e}{R}$. En valeurs efficaces, on aura $I \equiv \frac{E}{R}$.

Le voltmètre ayant donné E , une simple division donnera I .

Le voltmètre nous donne donc ici un moyen rapide d'évaluer à l'avance la valeur efficace du courant qui passera dans une résistance déterminée (suffisamment grande).

141. Différence de potentiel alternative. — Dans ce cas (toujours si R est suffisamment grand), on a pris l'habitude d'appeler *valeur efficace de la différence de potentiel alternative* aux bornes de la source, l'indication que donnerait le voltmètre. Cette différence de potentiel, de valeur un peu différente de E , se désigne par U . On écrit (si les conditions spécifiées sont remplies) :

$$I \equiv \frac{U}{R} \quad \text{d'où} \quad U \equiv RI \quad \text{et} \quad R \equiv \frac{U}{I}.$$

U s'exprime en volts.

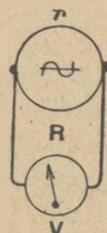


Fig. 99.

La différence de potentiel à un instant donné sera le produit de la résistance R par le courant i à cet instant.

Si le courant est sinusoïdal, la différence de potentiel l'est aussi, et l'on a $U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$. Si, aux bornes AB d'un système quelconque parcouru par un certain courant alternatif, on branche un voltmètre thermique, suffisamment résistant pour ne pas modifier sensiblement la valeur du courant, on appelle encore *valeur efficace de la différence de potentiel alternative* aux bornes du système, l'indication du voltmètre. Pour le voltmètre, les points A et B d'un tel système se comportent comme les bornes d'une source de courant alternatif de résistance intérieure négligeable dont la force électromotrice aurait pour valeur efficace $U = R_1 I_1$

(R_1 , résistance du voltmètre, I_1 , valeur efficace du courant dans ce voltmètre).

Si le courant à un instant donné va dans le voltmètre de A vers B, on dit qu'à cet instant le *potentiel du point A* est plus grand que celui de B.

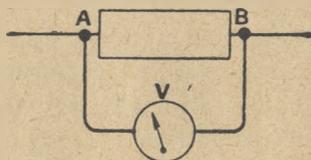


Fig. 100.

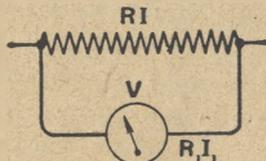


Fig. 101.

142. Courant alternatif dans une résistance. — Faisons débiter un alternateur sur une résistance R . Il passera, dans cette résistance, un courant alternatif de valeur efficace I . Un voltmètre branché aux bornes de cette résistance indiquera une différence de potentiel U . Appelons i et i_1 les valeurs à un instant donné du courant dans la résistance R et dans le voltmètre, et R_1 la résistance du voltmètre.

On a (voir 21) : $Ri = R_1 i_1$. i et i_1 sont proportionnels. Quand i passe par sa valeur efficace, i_1 aussi. On a alors :

$$RI = R_1 I_1 = U$$

d'où

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

Donc, si une résistance R est parcourue par un courant alternatif dont la valeur efficace est I , il y a, à ses bornes, une différence de potentiel de valeur

efficace U , de même période et telle que l'on ait $I = \frac{U}{R}$, cette différence de potentiel étant en phase (voir 130) avec le courant.

143. Courant alternatif dans une self-induction sans fer de résistance négligeable. — Faisons débiter un alternateur sur une self-induction sans fer.

Appelons L la valeur de son coefficient de self-induction. Il va passer dans cette self-induction un courant alternatif de valeur efficace I . Si le courant est sinusoïdal, et nous l'admettrons (cela ne dépend que de l'alternateur), le flux est sinusoïdal. Si i est la valeur du courant à un instant donné, le flux embrassé à cet instant est $Li \times 10^8$ (voir 88). La valeur efficace du flux est $LI \times 10^8$. La valeur efficace de la vitesse de variation du flux est $L\omega I \times 10^8$ (voir 128). La valeur efficace de la force électromotrice induite par cette variation du flux est :

$$E = \frac{L\omega I 10^8}{10^8} = L\omega I \quad (\text{voir 82}),$$

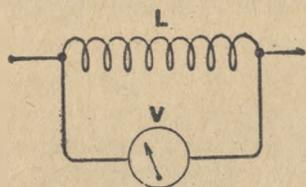


Fig. 102.

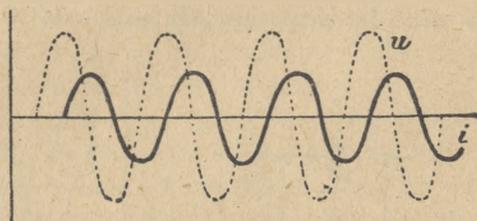


Fig. 103.

Cette valeur serait mesurée par un voltmètre branché à ses bornes. Soit U la lecture du voltmètre :

$$U = L\omega I, \quad \text{d'où} \quad I = \frac{U}{L\omega}.$$

Il est à remarquer que la différence de potentiel aux bornes de la self-induction n'est pas en phase avec le courant. On peut s'en rendre compte de la façon suivante. Traçons la sinusoïde représentant le courant et, par suite, le flux à une échelle différente. La vitesse de variation du flux peut être représentée (voir 128) par une autre sinusoïde, décalée en avant de $\frac{1}{4}$ de période, qui représentera aussi la force électromotrice de la self-induction considérée, pour le voltmètre, comme une source de courant alternatif. Cette sinusoïde représentera également la différence de potentiel aux bornes.

Donc, si une self-induction L sans fer, de résistance négligeable, est parcourue par un courant sinusoïdal de valeur efficace I , de pulsation ω , il y a, à ses bornes, une différence de potentiel sinusoïdale de valeur efficace U , de même période, et telle que l'on ait :

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

cette différence de potentiel étant déphasée en avant d'un angle égal à $\frac{\pi}{2}$ sur le courant.

Le produit $L\omega$ est souvent appelé *réactance* de la self-induction.

144. Courant alternatif dans un condensateur. — (Nous n'envisagerons que des condensateurs dont le diélectrique est de l'air).

Branchons un condensateur, de capacité C , aux bornes d'un alternateur. Il va se charger et se décharger, puis se charger en sens inverse, etc. Il en résultera un courant alternatif dans les conducteurs de liaison. La force électromotrice entre les armatures du condensateur est elle-même alternative. Si le

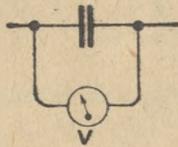


Fig. 104.

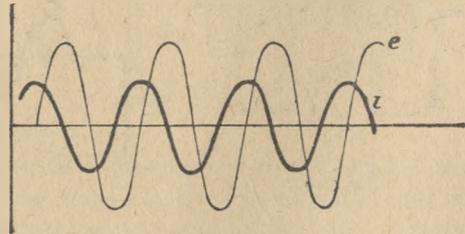


Fig. 105.

courant est sinusoïdal, et nous l'admettrons (cela ne dépend que de l'alternateur), la force électromotrice l'est aussi. La valeur efficace de cette force électromotrice pourra être mesurée au voltmètre. Soit U l'indication du voltmètre. Pendant une période de la force électromotrice de l'alternateur, le condensateur se charge deux fois et se décharge deux fois. Si Q est la quantité d'électricité emmagasinée à chaque charge, il passera, dans les conducteurs de liaison, une quantité d'électricité de $4Q$ par période, c'est-à-dire de $\frac{4Q}{T} = \frac{4Q}{\frac{2\pi}{\omega}}$

par seconde (voir 127). Si U_m est la valeur maximum de la différence de potentiel, on a : $Q = CU_m$.

Il passe donc par seconde dans les conducteurs de liaison une quantité d'électricité égale à $\frac{4CUm\omega}{2\pi}$; cette valeur représente l'intensité moyenne :

$$I \text{ moyen} = \frac{4CUm\omega}{2\pi}.$$

Puisque le courant est sinusoïdal,

$$I \text{ moyen} = I \text{ maximum} \times \frac{2}{\pi} \quad (\text{voir 128});$$

d'où

$$\frac{2}{\pi} I_m = \frac{4CUm\omega}{2\pi} \quad \text{et} \quad I_m = CUm\omega;$$

d'où encore

$$I = UC\omega \text{ ou } I = \frac{U}{\frac{1}{C\omega}}.$$

(— $\frac{1}{C\omega}$ est appelé la *réactance* de la capacité).

Il est à remarquer que le courant s'inverse dans le condensateur dès que la décharge commence, c'est-à-dire dès qu'un maximum de la force électromotrice est atteint. Le courant est donc, sur le graphique, en avance d'un quart de période sur la différence de potentiel aux bornes.

Donc, si un condensateur de capacité C est traversé par un courant alternatif sinusoïdal de valeur efficace I, de pulsation ω , il y a, à ses bornes, une différence de potentiel sinusoïdale de valeur efficace U, de même période, telle que l'on ait $I = UC\omega$, cette différence de potentiel étant déphasée en arrière d'un angle égal à $\frac{\pi}{2}$ sur le courant.

145. Self-induction en série avec une résistance. — Faisons débiter un alternateur de force électromotrice sinusoïdale sur une self-induction sans

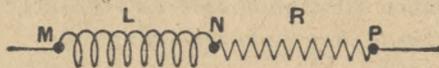


Fig. 106.

fer L, de résistance négligeable, en série avec une résistance R. Il va passer dans ce système un courant alternatif sinusoïdal. Soit I sa valeur efficace, ω sa pulsation. Un voltmètre branché aux bornes M et N de la self-induction donnerait une lecture $U_1 \equiv L\omega I$, la self-induction se comportant comme une

source alternative ayant une force électromotrice de valeur efficace égale à $L\omega I$, en avance de $\frac{\pi}{2}$ sur le courant (voir 143). Ce voltmètre branché entre les bornes N et P de la résistance donnerait une lecture $U_r \equiv RI$, la résistance se comportant comme une source alternative ayant une force électromotrice de valeur efficace égale à RI , en phase avec le courant (voir 142). Si nous branchons le voltmètre entre les points M et P, l'ensemble se comportera comme une source alternative ayant une force électromotrice égale à chaque instant à la somme des forces électromotrices dans la self-induction et dans la résistance. La valeur efficace de cette somme sera :

$$\sqrt{(L\omega I)^2 + R^2 I^2}$$

ou

$$I\sqrt{L^2\omega^2 + R^2} \quad (\text{voir 131}).$$

Si U est l'indication du voltmètre, on aura :

$$U \equiv I\sqrt{L^2\omega^2 + R^2}$$

d'où

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}.$$

La force électromotrice dans la self-induction est en avance sur la force électromotrice dans la résistance. La force électromotrice résultante, et par suite la différence de potentiel aux bornes sera déphasée, en avance sur la seconde d'un angle φ tel que :

$$\sin \varphi = \frac{L\omega}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}} \quad \cos \varphi = \frac{R}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}} \quad \text{tg } \varphi = \frac{L\omega}{R}.$$

Il en serait de même, au point de vue de la différence de potentiel et du déphasage, si la résistance était composée de résistances en série intercalées en des points quelconques le long de la self-induction.

En résumé, nous dirons :

Si un système de self-induction totale L , et de résistance totale R (en série) est parcouru par un courant alternatif sinusoïdal, de valeur efficace I et de pulsation ω , il y a, à ses bornes, une différence de potentiel sinusoïdale de même période de valeur efficace U , telle que l'on ait :

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}.$$

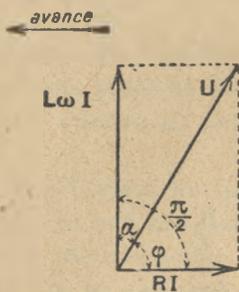


Fig. 107.

cette différence de potentiel étant déphasée en avant d'un angle φ sur le courant. L'angle φ sera donné par

$$\sin \varphi = \frac{L\omega}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}} \quad \text{ou par} \quad \cos \varphi = \frac{R}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}$$

ou par

$$\text{tg } \varphi = \frac{L\omega}{R}$$

La quantité $\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}$ est appelée l'*impédance* du système.

146. Self-induction de résistance négligeable en série avec un condensateur. — Un raisonnement analogue à celui du paragraphe précédent montrerait que la valeur efficace U de la différence de potentiel entre M et P est égale à la valeur efficace de la somme des deux forces électromotrices, l'une déphasée, en avant du courant, d'un angle égal à $\frac{\pi}{2}$ et de valeur efficace $L\omega I$, l'autre déphasée, en arrière du courant, d'un angle égal à $\frac{\pi}{2}$ et de valeur efficace $\frac{I}{C\omega}$.

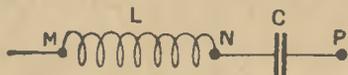


Fig. 108.

Ces deux forces électromotrices sont donc déphasées de π l'une sur l'autre. La valeur efficace de leur somme est :

$$\left(L\omega - \frac{I}{C\omega}\right)I \quad \text{ou} \quad \left(\frac{I}{C\omega} - L\omega\right)I,$$

suivant que $L\omega$ est plus grand ou plus petit que $\frac{1}{C\omega}$. En supposant $L\omega > \frac{1}{C\omega}$, on aurait :

$$U = \left(L\omega - \frac{I}{C\omega}\right)I, \quad \text{d'où} \quad I = \frac{U}{L\omega - \frac{1}{C\omega}} \quad (\text{voir 131}).$$

Dans ce cas, la différence de potentiel sera en phase avec la force électromotrice dans la self-induction. Elle sera donc déphasée de $\frac{\pi}{2}$ en avant du courant.

Il en serait de même, au point de vue de la différence de potentiel et du

déphasage, si la capacité était composée de capacités en série, mais intercalées en des points quelconques de la self-induction.

En résumé, nous dirons :

Si un système de self-induction totale L et de capacité totale C en série (résistance négligeable), est parcouru par un courant alternatif sinusoïdal de valeur efficace I et de pulsation ω , il y a, à ses bornes, une différence de potentiel sinusoïdale de même période et de valeur efficace U , telle que l'on ait :

$$I = \frac{U}{\pm \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)}$$

Cette différence de potentiel sera déphasée d'un angle égal à $\frac{\pi}{2}$ sur le courant. Le déphasage sera avant si $L\omega > \frac{1}{C\omega}$, et arrière dans le cas contraire.

La quantité $\left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$ est appelée *réactance totale* du système.

147. Self-induction de résistance négligeable en série avec un condensateur et une résistance. — Le paragraphe précédent nous apprend quelle est la différence de potentiel entre M et P . Sa valeur efficace est $\pm \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right) I$.



Fig. 109.

Elle est, d'autre part, déphasée de $\frac{\pi}{2}$ (en avant ou en arrière suivant que $L\omega$ est plus grand ou plus petit que $\frac{1}{C\omega}$) sur le courant, donc sur la différence de potentiel, aux bornes, de la résistance.

La valeur efficace U de la différence de potentiel entre M et Q sera la valeur efficace de la somme des différences de potentiel entre M et P et entre P et Q . Sa valeur sera donnée par

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

d'où

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

et enfin

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}} \quad (\text{voir 131}).$$

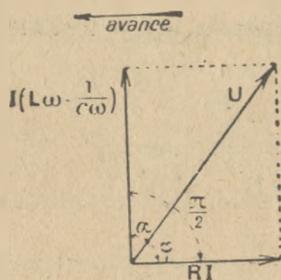


Fig. 110.

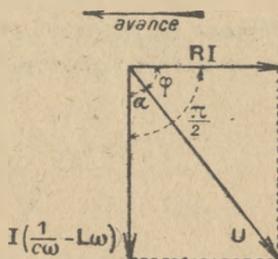


Fig. 111.

Suivant que $L\omega$ sera plus grand ou plus petit que $\frac{1}{C\omega}$, le déphasage φ de la différence de potentiel sur le courant sera avant ou arrière, et l'on aura en valeur absolue :

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

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

$$\text{tg } \varphi = \pm \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}.$$

Il en serait de même au point de vue de la différence de potentiel et du déphasage si la capacité et la résistance étaient composées de capacités et de résistances en série, intercalées en des points quelconques de la self-induction.

En résumé, nous dirons :

Si un système de self-induction totale L , de capacité totale C et de résistance totale R (en série), est parcouru par un courant alternatif sinusoïdal, de valeur efficace I et de pulsation ω , il y a, à ses bornes, une différence de

potentiel sinusoïdale de même période de valeur efficace U , et telle que l'on ait :

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

Cette différence de potentiel sera déphasée sur le courant d'un angle φ , tel que l'on ait, en valeur algébrique :

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

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

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}$$

La quantité $\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$ est appelée *l'impédance* du système.

148. Exemple numérique. — Considérons un système formé d'une self-induction de 0,1 henry, d'un condensateur de 100 microfarads et d'une résistance de 50 ohms (en série) parcouru par un courant alternatif sinusoïdal d'une valeur efficace de 1 ampère et de pulsation 250.

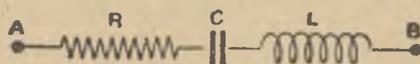


Fig. 112.

Cherchons la valeur efficace de la différence de potentiel : 1° aux bornes de la résistance ; 2° aux bornes du condensateur ; 3° aux bornes de la self-induction ; 4° aux bornes extrêmes de l'ensemble (entre A et B).

1° $U = RI$ (voir 142) $= 50 \times 1 = 50$ volts ;

2° $U = \frac{1}{C\omega}$ (voir 144) $= \frac{1}{\frac{100}{10^6} \times 250} = \frac{10^6}{25000} = \frac{1000}{25} = 40$ volts ;

3° $U = L\omega I$ (voir 143) $= 0,1 \times 250 \times 1 = 25$ volts ;

4° $U = I \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$ (voir 147) $\times \sqrt{2500 + (25 - 40)^2}$
 $\equiv \sqrt{2500 + 225} \equiv 52$ volts.

149. Généralité des formules obtenues au paragraphe 147. — Dans tous les cas où l'on a *en série* des capacités, des résistances, des self-inductions, séparément ou simultanément, les formules trouvées sont applicables. Il suffit de remplacer les lettres L, R et C par la valeur de la self-induction totale, de la résistance totale et de la capacité de l'ensemble. S'il n'y a pas de condensateur intercalé dans le circuit, il faudra faire C = infini dans les formules (voir 114).

On pourrait retrouver de cette façon toutes les formules obtenues depuis le paragraphe 142. On trouverait également que, dans le cas d'une résistance en série avec un condensateur, la valeur efficace de la différence de potentiel aux bornes du système est :

$$U = I \sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2\omega^2}}$$

Le déphasage entre la différence de potentiel sur la tension sera tel que, par exemple :

$$\text{tg } \varphi = - \frac{1}{C\omega R}$$

Ces derniers résultats auraient pu être obtenus en traitant directement le problème.

150. Circuit fermé parcouru par un courant alternatif sinusoïdal. — Soit un circuit fermé comprenant en série une capacité C, une résistance R₂, une self-induction N, et une self-induction M, de résistance R₁. Dans cette self-induction, produisons une variation de flux extérieur sinusoïdale (on peut la faire tourner dans un champ uniforme). Il va passer dans le circuit un courant sinusoïdal ; soit I sa valeur efficace. Ce courant est dû à une force électromotrice d'induction qui prend naissance dans la self-induction M. Cette force électromotrice est proportionnelle à chaque instant à la vitesse de variation du flux total embrassé par M (flux extérieur et flux dû au courant). On sait que le courant tend à s'opposer à la variation de flux qui lui a donné naissance.

Au lieu de calculer la force électromotrice induite par la variation du flux total embrassé, il est commode de la considérer comme la somme de deux forces électromotrices, l'une due à la variation du flux extérieur seul, l'autre étant une force électromotrice de self-induction. Cela revient à confondre la vitesse de variation du flux total et la somme des vitesses de variation de chacun des flux.

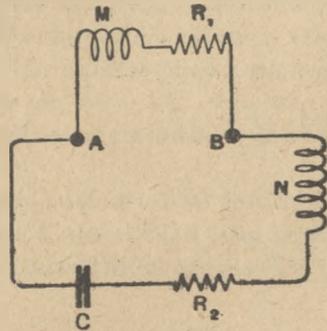


Fig. 113.

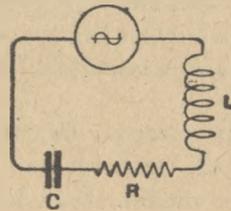


Fig. 114.

Nous pouvons alors considérer notre système comme composé d'un alternateur fictif, sans résistance, sans self-induction, sans capacité, en série avec une capacité C, une résistance $R = R_1 + R_2$, et une self-induction $L = M + N$.

Un voltmètre mis à ses bornes nous donnera la valeur efficace E de sa force électromotrice; c'est aussi la valeur efficace U de la différence de potentiel entre bornes si l'on considère le système extérieur à l'alternateur.

Or, on a (voir 147) :

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}} \quad \text{et comme} \quad E \equiv U,$$

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

En résumé :

Si un circuit, de résistance totale R, de self-induction totale L et de capacité totale C (en série) est le siège, étant ouvert, d'une force électromotrice d'induction sinusoïdale de valeur efficace E, de pulsation ω , il passera dans ce

circuit, lorsqu'il sera fermé, un courant sinusoïdal de même période et de valeur efficace I , telle que l'on ait :

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

Le déphasage de la force électromotrice E sur le courant sera donné, par exemple, par :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}$$

Cette formule permet le calcul de la valeur efficace de l'intensité du courant dans le circuit.

151. Puissance dissipée en chaleur dans un système ou un circuit parcouru par un courant alternatif (voir 16). — Il résulte de la définition de l'intensité efficace d'un courant que cette puissance a pour valeur :

$$P = RI^2,$$

R étant la résistance totale du système ou du circuit.

152. Puissance totale dissipée dans un système ou dans un circuit parcouru par un courant alternatif sinusoïdal. — Soient E et I les valeurs efficaces de la force électromotrice (qu'il y aurait à circuit ouvert) et du courant dans un circuit. Représentons ces grandeurs par deux sinusoïdes.

A un instant donné, la puissance totale dissipée a pour valeur ei (voir 27).

e et i étant les valeurs correspondantes de la force électromotrice et du courant à cet instant.

On voit, dans les parties blanches du graphique, que e et i sont de même sens. La puissance dépensée est positive. Dans les régions hachurées, elle est, au contraire, négative. Le circuit reçoit à certains moments de l'énergie, et à d'autres moments il en restitue.

On démontre que, pour un nombre entier de périodes, la différence entre l'énergie reçue et l'énergie restituée a pour valeur :

$$EI \cos \varphi \times t$$

(φ angle de déphasage entre la force électromotrice et le courant).

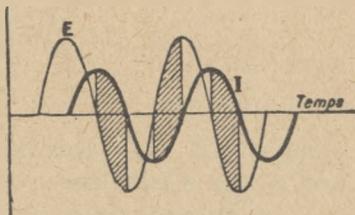


Fig. 115.

La puissance dissipée peut donc être considérée comme égale à $EI \cos \varphi$.
Lorsque la force électromotrice et le courant sont déphasés d'un angle de $\frac{\pi}{2}$ (cas d'un circuit de résistance négligeable),

$$\cos \varphi \equiv 0 \quad P \equiv EI \times 0 \equiv 0$$

La puissance dissipée est sensiblement nulle. D'ailleurs $RI^2 \equiv 0$. (Le graphique le montrerait.)

Si, au lieu de considérer un circuit, nous considérons un système parcouru par un courant de valeur efficace I , et ayant à ses bornes une différence de potentiel de valeur efficace U , la puissance dissipée dans ce système sera donnée par

$$P = UI \cos \varphi.$$

Pour une self-induction de résistance négligeable, et pour un condensateur $\cos \varphi \equiv 0$, la puissance dissipée est sensiblement nulle. L'énergie est emmagasinée par la self-induction ou le condensateur

$$(W = \frac{1}{2} LI^2, \quad W = \frac{1}{2} CU^2),$$

puis restituée, et ainsi de suite.

CHAPITRE III

RÉSONANCE. CIRCUIT OSCILLANT

153. Résonance d'un circuit fermé. Circuit accordé. — Considérons un système ouvert siège d'une force électromotrice alternative sinusoïdale (obtenue par variation de flux) de valeur efficace E et de pulsation ω . Ce système comprend, en série, une résistance R , une self-induction L de résistance négligeable, et un condensateur variable C .

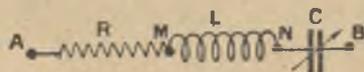


Fig. 116.

Relions par un conducteur extérieur (de résistance et de self-induction négligeables), les bornes A et B de ce système. Il va passer dans le circuit ainsi fermé un courant alternatif sinusoïdal, de pulsation ω . Sa valeur efficace est :

$$I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}} \quad (\text{voir 150}),$$

et il est déphasé, sur la force électromotrice E , d'un angle φ tel que l'on ait :

$$\sin \varphi = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}} \quad \cos \varphi = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}} \quad \text{tg } \varphi = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}.$$

Faisons varier C de façon que $L\omega - \frac{1}{C\omega}$ décroisse en valeur absolue. Pen-

dant cette variation, I croît, $\sin \varphi$ et $\operatorname{tg} \varphi$ décroissent ; $\cos \varphi$ croît ; donc φ décroît.

Lorsque nous rendons $\frac{1}{C\omega}$ égal à $L\omega$, $L\omega - \frac{1}{C\omega} = 0$. On a alors :

$$I = \frac{E}{R} \quad \sin \varphi = 0 \quad \cos \varphi = 1 \quad \operatorname{tg} \varphi = 0.$$

Le courant a la plus grande valeur efficace qu'il puisse atteindre, et cette valeur est donnée par la loi d'Ohm appliquée aux valeurs efficaces. Il est en phase avec la force électromotrice qui lui a donné naissance. On dit qu'il y a *résonance*.

La puissance dépensée dans le circuit est maximum, I et $\cos \varphi$ l'étant tous deux ($P = EI \cos \varphi$).

La valeur efficace de la différence de potentiel aux bornes de la self-induction $L\omega I$, et celle de la différence de potentiel aux bornes du condensateur $\frac{1}{C\omega}$ sont égales :

$$L\omega I = \frac{I}{C\omega} \quad \left(\text{on a, en effet, } L\omega = \frac{1}{C\omega} \right);$$

mais ces différences de potentiel sont déphasées d'un angle égal à π (elles sont en opposition) l'une étant déphasée en avance de $\frac{\pi}{2}$ sur le courant, l'autre étant déphasée en arrière du même angle.

La différence de potentiel entre les points M et B est toujours sensiblement nulle, mais entre les bornes du condensateur et entre les bornes de la self-induction, la différence de potentiel peut prendre des valeurs très grandes. Sa valeur efficace peut être considérablement plus grande que E . On dit alors qu'il y a *surtension* aux bornes de la self-induction et aux bornes du condensateur.

On aurait pu obtenir la résonance en faisant varier L au lieu de C . Les résultats auraient été les mêmes.

Si ω variait et prenait, par exemple, la valeur ω_1 , il n'y aurait *plus résonance*. L'impédance (voir 147) qui a pour valeur R , deviendrait :

$$\sqrt{R^2 + \left(L\omega_1 - \frac{1}{C\omega_1} \right)^2}.$$

Si la pulsation ω_1 a une valeur très différente de ω , l'impédance peut s'être considérablement accrue et, par suite, le courant et la puissance dissipée dans le circuit seraient beaucoup diminués.

Lorsqu'on met un circuit en résonance avec une force électromotrice de

pulsation donnée, on dit qu'on *accorde* ce circuit. Lorsque la résonance est obtenue, on dit que *le circuit est accordé*.

Aux fréquences industrielles (50 périodes), il n'est pas nécessaire d'accorder les circuits, la quantité $L\omega - \frac{1}{C\omega}$ étant toujours relativement faible, mais on réalise une économie d'énergie en les accordant autant que possible. C'est pour cette raison que l'on *branche* souvent sur les réseaux des condensateurs ou des systèmes jouant le même rôle.

En haute fréquence (1.000.000 de périodes), il est absolument nécessaire d'accorder les circuits, car l'énergie mise en jeu décroît très rapidement lorsque ces circuits s'éloignent de l'accord.

Nous avons supposé que, dans le circuit considéré, la résistance et la self-induction étaient séparées l'une de l'autre ; les résultats auraient été les mêmes si la résistance et la self-induction avaient été réparties d'une façon quelconque le long du circuit. La capacité unique C envisagée pourrait être la capacité équivalente à une série de condensateurs intercalés en des points quelconques.

154. Self-induction de résistance négligeable et condensateur, en parallèle, intercalés dans un circuit, siège d'une force électromotrice sinusoïdale. Circuit oscillant. — Il va passer dans la self-induction un courant sinusoïdal de valeur efficace I_1 , et dans le condensateur un courant de valeur efficace I_2 . Si U est la différence de potentiel aux bornes entre A et B, on a :

$$U = L\omega I_1 \quad \text{et} \quad U = \frac{I_2}{C\omega}.$$

Le courant dans la self-induction est déphasé de $\frac{\pi}{2}$ en arrière de la différence de potentiel. Dans la capacité, il est déphasé en avant du même angle. Ces deux courants sont donc en opposition. Il s'ensuit que la valeur efficace du courant dans le circuit extérieur est :

$$I = I_1 - I_2 \quad \text{ou} \quad I = I_2 - I_1$$

suivant que :

$$I_1 > I_2 \quad \text{ou que} \quad I_2 > I_1.$$

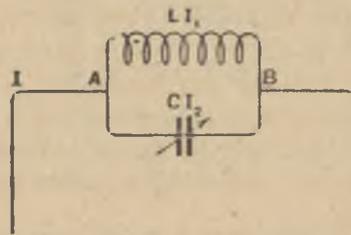


Fig. 118.

Faisons varier C de façon que $\frac{1}{C\omega}$ s'approche de la valeur $L\omega$. Alors I_1 s'approche de I . Quand on a $L\omega = \frac{1}{C\omega}$, on a $I_1 = I$ (cela résulte des formules ci-dessus). I est alors nul. A ce moment, l'alternateur ne fournit plus de courant, et cependant il passe, dans la self-induction et dans le condensateur, un courant dont la valeur efficace est $\frac{U}{L\omega}$, ou bien $UC\omega$. Ce courant, de sens inverse dans la self-induction et dans la capacité, paraît circuler dans le circuit formé indépendamment de l'alternateur et des fils extérieurs.

Nous pouvons couper les fils extérieurs puisqu'il ne passe plus aucun courant dans ces fils ; dans le circuit formé par la self-induction et la capacité, le courant circulera tout de même. Il continuera à y avoir échange d'énergie entre la self-induction et la capacité, et cela durerait indéfiniment si la résistance de la self-induction était rigoureusement nulle et si le système était isolé de façon à ne pas pouvoir céder d'énergie, sous forme de courants induits, à des conducteurs même très éloignés.

En réalité, la résistance d'un tel système n'est pas nulle, et il y a toujours une action sur des circuits extérieurs. L'énergie qui s'était emmagasinée dans le circuit pendant que nous réalisions l'accord, se dilapide assez rapidement, par effet joule et par induction.

Il y a néanmoins un nombre de périodes perceptibles du courant comparable au nombre d'oscillations d'un pendule qui oscillerait sans action motrice, après avoir été écarté de sa position d'équilibre.

On dit que le système *oscille*. Il est parcouru par un courant *oscillant*. Le circuit capacité self-induction est le *circuit oscillant*. La période T du courant, lorsque l'action sur les systèmes extérieurs est rendue négligeable, est appelée *période propre du circuit oscillant*.

155. Valeur de la période propre d'un circuit oscillant. — Considérons le cas théorique où la résistance du circuit est négligeable et où le système est isolé. Lorsque, pendant la réalisation de l'accord, I décroît de plus en plus, ω ne varie pas. Il est naturel de penser que quand $I = 0$, puis quand les fils sont coupés, la pulsation du courant reste ω .

On a alors, pour notre système oscillant :

$$L\omega = \frac{1}{C\omega}, \quad \text{d'où} \quad LC = \frac{1}{\omega^2}$$

or :

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (\text{voir 127}), \quad \text{donc} \quad LC = \frac{T^2}{(2\pi)^2}.$$

d'où :

$$(2\pi)^2 LC = T^2, \quad \text{et} \quad T = 2\pi\sqrt{LC}.$$

On peut faire osciller un système formé d'un condensateur et d'une self-induction en chargeant, par exemple, le condensateur au moyen d'une force électromotrice continue et en le déchargeant ensuite sur la self-induction. Si les conditions admises sont remplies (résistance négligeable, système isolé), on a encore

$$T = 2\pi\sqrt{LC}.$$

156. Oscillations entretenues. — On peut entretenir par induction les oscillations d'un circuit. Si le système inducteur est assez éloigné pour que le circuit induit ait une action négligeable sur lui, et si la résistance de la self-induction est négligeable, la période du courant dans le circuit oscillant à la résonance sera égale à sa période propre :

$$T = 2\pi\sqrt{LC}.$$

Un circuit oscillant, dans lequel on peut donner au produit LC des valeurs connues, permet la mesure de la période d'un flux inducteur.

157. Impédance d'un circuit oscillant intercalé en série dans un circuit. —

Revenons au dispositif du paragraphe 154. Lorsque la valeur I_1 s'approche de I_2 , I décroît. Quand $I_2 = I_1$, $I = 0$. Le circuit oscillant se comporte alors, pour l'alternateur dans le circuit duquel il est intercalé, comme ayant une impédance infinie.

Si nous envisageons le cas pratique où la résistance de la self-induction n'est pas négligeable, I ne peut s'annuler, mais il peut prendre des valeurs très petites.

Un circuit oscillant intercalé dans un circuit se comporte donc comme une « résistance » considérable pour des forces électromotrices accordées avec ce circuit oscillant. Cette « résistance » décroît lorsque la période de la force électromotrice s'éloigne de la période propre du circuit oscillant.

CHAPITRE IV

FORCE ÉLECTROMOTRICE ALTERNATIVE NON SINUSOÏDALE. SOMME DE FORCES ÉLECTROMOTRICES SINUSOÏDALES DE PÉRIODES DIFFÉRENTES. RÉSISTANCE D'UN CIRCUIT EN COURANT ALTERNATIF.

158. Grandeur périodique non sinusoïdale. — Harmoniques. — Nous avons supposé jusqu'à présent que les forces électromotrices que nous avons utilisées étaient sinusoïdales.

Si la force électromotrice agissant sur un circuit n'est pas sinusoïdale, le courant n'est plus sinusoïdal, et tout ce que nous avons dit à ce sujet ne s'applique pas.

On démontre mathématiquement qu'une grandeur périodique quelconque, de période T , peut être considérée comme la somme d'une série de grandeurs sinusoïdales de périodes $T, \frac{T}{2}, \frac{T}{3}, \frac{T}{4},$ etc., et d'amplitudes déterminées.

La grandeur sinusoïdale de période T est appelée *grandeur principale*, les grandeurs sinusoïdales de périodes $\frac{T}{2}, \frac{T}{3}, \frac{T}{4},$ etc., sont les *harmoniques de la grandeur principale*.

Une grandeur périodique, dont la loi de variation diffère beaucoup de celle d'une grandeur sinusoïdale, est dite *riche en harmoniques*. L'amplitude de certains harmoniques peut être de l'ordre de grandeur de l'amplitude de la grandeur principale.

159. Action d'une force électromotrice non sinusoïdale sur un circuit oscillant, de résistance faible. — Nous pourrions nous rendre compte de son

action en faisant la somme de l'action de la force électromotrice principale et des actions des harmoniques.

Si le circuit oscillant est accordé sur la force électromotrice principale, les harmoniques auront une action négligeable sur le circuit, car nous savons qu'un circuit oscillant a une résistance considérable pour les forces électromotrices non accordées (voir 153). Cette force électromotrice principale étant sinusoïdale, le courant produit est sinusoïdal, et les lois établies s'appliquent.

En accordant le circuit oscillant sur un harmonique de la force électromotrice, on ferait résonner cet *harmonique* et, pour les mêmes raisons, le courant quoique de fréquence plus élevée, serait encore sinusoïdal.

Il résulte de ces considérations que l'emploi d'un circuit résonant, étalonné (voir 156) pour la mesure de la fréquence du flux émis par un système inducteur, peut donner, si le flux reçu par le circuit oscillant n'est pas sinusoïdal, plusieurs valeurs très différentes de la fréquence correspondant à la valeur fondamentale et aux harmoniques du flux reçu.

160. Somme de deux forces électromotrices sinusoïdales de périodes différentes. — Soient deux grandeurs sinusoïdales d'amplitudes A_1 et A_2 , et de fréquence F_1 et F_2 . La somme de ces deux grandeurs a une amplitude variable dans le temps entre les valeurs $A_1 + A_2$ et $A_1 - A_2$, et sa fréquence a pour valeur $\frac{F_1 + F_2}{2}$. Graphiquement, la loi de variation d'une telle somme est traduite par la courbe suivante :

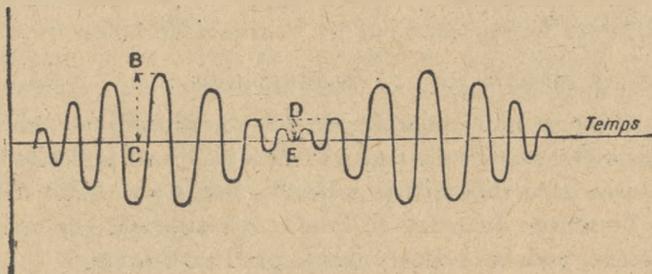


Fig. 121.

$$BC = A_1 + A_2$$

$$DE = \pm (A_1 - A_2)$$

Si deux forces électromotrices sinusoïdales de périodes différentes agissent sur un même circuit, la force électromotrice résultante sera donnée en appliquant les résultats ci-dessus que le calcul a établis.

161. Remarque au sujet de la résistance et de la self-induction d'un circuit en courant alternatif. — Nous avons admis jusqu'à présent que les condensateurs employés avaient pour diélectrique l'air (voir 144). — Avec un tel diélectrique, un condensateur restitue, à la décharge, sensiblement toute l'énergie qu'il a reçue à la charge.

Il n'en est pas de même si on emploie des diélectriques solides ou liquides. Il se perd alors dans le diélectrique, à chaque charge et à chaque décharge, une certaine quantité d'énergie qui apparaît sous forme de chaleur. Cette quantité d'énergie étant, comme le montre l'expérience, proportionnelle au carré du courant, on peut, dans les calculs, tenir compte de ce fait en disant que le diélectrique a accru la résistance du circuit. L'accroissement de résistance dépendra de la nature du diélectrique, de l'intensité du courant, de sa fréquence et de sa forme. Il ne peut être déterminé que par l'expérience.

D'autre part, la self-induction et la capacité dissimulée des conducteurs, la manière dont cette self-induction et cette capacité sont distribuées le long des circuits, influent sur la répartition du courant à l'intérieur de la section des conducteurs. Cette répartition n'est pas uniforme. Tout se passe comme si la résistivité du métal d'un même conducteur variait d'un point à un autre de sa section. Dès lors, il est impossible de calculer la résistance par la formule $R = \rho \frac{l}{s}$, puisqu'on ne connaît pas la valeur moyenne de ρ , qui dépend, l'expérience l'a montré, de la nature du métal, de sa section, de sa forme, du milieu, de l'intensité du courant, de la fréquence de ce courant et de sa forme.

La mesure seule peut donner, pour un régime fixé, la valeur de la résistance d'un circuit en haute fréquence. Pour les courants de basse fréquence et les faibles intensités, la formule $R = \rho \frac{l}{s}$ reste applicable.

A cause de la répartition irrégulière du courant dans la section des conducteurs, et du fait que le courant n'a pas, au même moment, la même intensité en tous les points d'un même circuit, la self-induction d'un circuit dépend de la fréquence et de l'intensité du courant. Comme la résistance, elle ne pourra être calculée exactement, mais sera déterminable par l'expérience.

CHAPITRE V

BOBINE DE SELF-INDUCTION A NOYAU DE FER TRANSFORMATEURS. ALTERNATEURS CHARGE D'ACCUMULATEURS EN COURANT ALTERNATIF

162. Self-induction à noyau de fer parcourue par un courant alternatif f. —
Dans une bobine à noyau de fer, le flux embrassé n'est pas proportionnel au courant, car la perméabilité du fer varie avec le champ. La définition du coefficient de self-induction donnée en courant continu (voir 88) ne signifie rien. En courant alternatif, pour une intensité donnée et une pulsation donnée, une bobine à noyau de fer a une impédance Z mesurable. On pose $Z = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2}$, L sera le coefficient de self-induction de la bobine pour cette valeur et cette pulsation du courant.

La présence d'un noyau de fer dans une bobine de self-induction peut accroître notablement la valeur du *coefficient de self-induction* de cette bobine. L'emploi d'un noyau de fer donne donc la possibilité de réaliser des self-inductions de valeurs élevées sous un volume restreint. On a encore la possibilité de régler la valeur du coefficient de self-induction d'une bobine droite, par exemple, en engageant à l'intérieur de cette bobine, une partie plus ou moins importante du noyau.

Lorsqu'une bobine de self-induction à noyau de fer doit être parcourue par un courant alternatif, il convient (voir 121) de fractionner le noyau, et le fractionnement du noyau doit être d'autant plus poussé que la valeur de l'induction et sa fréquence seront plus élevées.

La présence de courants de Foucault à l'intérieur du noyau de fer entraîne une dépense d'énergie. On peut, dans les calculs, tenir compte de cette perte en majorant la valeur de la résistance de la bobine, d'une quantité convenable

déterminable par expérience. Le fer^a, d'autre part, de l'hystérésis (voir 79) ; il en résulte une consommation supplémentaire d'énergie. La puissance ainsi dissipée est proportionnelle à la fréquence du flux embrassé. Elle croît très vite avec l'induction. Courants de Foucault et hystérésis agissent sur la loi de variation du courant qui diffère alors de celle de la force électromotrice agissant sur le circuit. On dit qu'ils déforment le courant.

163. Transformateurs. — Au paragraphe 83, nous avons vu qu'il est possible de transformer de l'énergie électrique en énergie électrique par l'intermédiaire des phénomènes d'induction dûs aux variations d'intensité d'un courant inducteur. Les appareils qui réalisent cette transformation sont appelés *transformateurs*.

Ils se composent, en principe, de deux enroulements électriquement indépendants, ayant une certaine induction mutuelle. L'un de ces enroulements, appelé *primaire*, sera alimenté par une source de courant alternatif ; l'autre appelé *secondaire*, sera de ce fait le siège d'une force électromotrice alternative. Si on ferme le circuit du secondaire sur un appareil d'utilisation, cet appareil recevra de l'énergie.

Pour qu'un transformateur ait un bon rendement, il faut que le coefficient d'induction mutuelle soit grand.

Pour les basses fréquences, on peut rendre ce coefficient le plus grand possible ; en haute fréquence, il n'en est pas de même, et il y a, pour chaque transformateur et pour chaque valeur des courants primaire et secondaire, un coefficient d'induction mutuelle bien déterminé qui correspond au meilleur rendement. Quand ce coefficient d'induction mutuelle est obtenu, on dit qu'on a, entre le primaire et le secondaire, le *couplage optimum*.

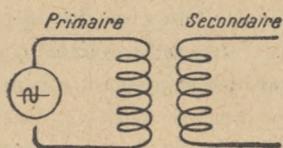


Fig. 122.

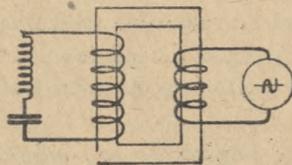


Fig. 123.

164. Transformateurs basse fréquence. — L'étude des propriétés du fer et de la loi du circuit magnétique conduit, pour réaliser un couplage serré, à disposer les deux enroulements sur un même circuit magnétique de fer fermé. On renforce encore le couplage en superposant les deux enroulements.

Pour réduire les courants de Foucault, le fer employé sera feuilleté, et pour réduire les pertes par hystérésis, le fer sera, à ce point de vue, de bonne qualité. Nous négligerons alors les pertes dues à ces deux causes. L'alternateur employé ayant une force électromotrice sinusoïdale, les courants primaire et secondaire seront sinusoïdaux. Il en sera de même du flux dans le fer. D'autre part, les enroulements étant bien superposés, une spire de chacun d'eux embrassera au même moment le même flux. Il n'y a pas de *fuites magnétiques*. A un instant donné, soit φ le flux dans le fer, i_1 , le courant primaire, i_2 le courant secondaire ; appelons L_1 , L_2 , les valeurs efficaces de ces courants, n_1 et n_2 le nombre de spires et la résistance du primaire, r_1 et r_2 , les mêmes grandeurs relatives au secondaire.

A l'instant considéré, la différence de potentiel u_1 aux bornes du primaire sera :

$$u_1 = r_1 i_1 + n_1 \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} \times \frac{1}{10^8} ;$$

la force électromotrice e_2 induite dans le secondaire sera :

$$e_2 = n_2 \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} \times \frac{1}{10^8} ;$$

la différence de potentiel u_2 aux bornes du secondaire sera :

$$u_2 = e_2 - r_2 i_2 = n_2 \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} \times \frac{1}{10^8} - r_2 i_2 .$$

Lorsque les produits $r_1 i_1$ et $r_2 i_2$ sont négligeables à chaque instant, on a :

$$u_1 \equiv n_1 \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} \times \frac{1}{10^8} \quad \text{et} \quad u_2 \equiv n_2 \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} \times \frac{1}{10^8} ,$$

d'où :

$$\frac{u_1}{u_2} \equiv \frac{n_1}{n_2} .$$

En valeurs efficaces :

$$\frac{U_1}{U_2} \equiv \frac{n_1}{n_2} .$$

Dans un transformateur sans fuites, si les résistances primaire et secondaire sont suffisamment faibles, le rapport du nombre des spires est égal au rapport des valeurs efficaces des différences de potentiel.

Le rapport $\frac{n_2}{n_1}$ est appelé *rapport de transformation*.

Suivant que le rapport de transformation est plus grand ou plus petit que 1, le transformateur est appelé *élévateur* ou *réducteur*.

La formule $\frac{U_1}{U_2} \equiv \frac{n_1}{n_2}$ peut s'écrire $U_2 \equiv U_1 \frac{n_2}{n_1}$.

Le principe de la conservation de l'énergie nous affirme que l'énergie dépensée dans la partie extérieure du circuit secondaire est, à coup sûr, inférieure à l'énergie dépensée dans l'enroulement primaire. La différence entre ces deux énergies représente l'énergie perdue dans le transformateur par effet joule, courants de Foucault et hystérésis. Si φ_1 est le déphasage entre la différence de potentiel aux bornes du primaire et le courant primaire, et φ_2 , la même grandeur relative au secondaire, la puissance fournie au primaire est $U_1 I_1 \cos \varphi_1$; celle qui est utilisée au secondaire est $U_2 I_2 \cos \varphi_2$.

On a :

$$U_1 I_1 \cos \varphi_1 > U_2 I_2 \cos \varphi_2$$

d'où :

$$\frac{I_1 \cos \varphi_1}{I_2 \cos \varphi_2} > \frac{U_2}{U_1}$$

et, par suite,

$$\frac{I_1 \cos \varphi_1}{I_2 \cos \varphi_2} > \frac{n_2}{n_1}$$

Cette inégalité nous montre qu'à tout accroissement de $I_2 \cos \varphi_2$ correspond un accroissement de $I_1 \cos \varphi_1$. Ces produits varient dans le même sens. En général, dans les transformateurs industriels en travail (en charge) $\cos \varphi_1$ diffère peu de $\cos \varphi_2$; alors on peut écrire $\frac{I_1}{I_2} > \frac{n_2}{n_1}$.

A tout accroissement de I_2 correspond un accroissement de I_1 . Les courants primaire et secondaire sont solidaires. On dit que le transformateur est *auto-régulateur*.

Lorsque le circuit secondaire est ouvert, le transformateur ne travaille pas (on dit qu'il fonctionne à vide). La valeur efficace du courant primaire est :

$$I_1 = \frac{U}{\sqrt{r_1^2 + (L_1 \omega)^2}}$$

(L_1 étant le coefficient de self-induction de l'enroulement primaire).

On construit quelquefois des transformateurs à noyau de fer non fermé sur lui-même. On les appelle transformateurs à *circuit magnétique ouvert*.

165. Emploi des transformateurs. — Dans l'industrie on utilise les transformateurs pour le transport d'énergie électrique (transport de force). Une même énergie peut être transportée à l'aide d'une force électromotrice élevée et un courant faible, ou bien avec une force électromotrice faible et un courant de valeur élevée. La première solution exige des isolateurs et des pylônes coûteux, la seconde des conducteurs et des pylônes coûteux.

Le point de vue économique tranche en faveur de la première solution, quitte à réduire à l'arrivée la force électromotrice par un transformateur *réducteur*.

Quand une source de courant alternatif doit travailler sur un système dont l'impédance est très différente de celle de cette source, il est nécessaire d'intercaler un transformateur entre la source et le système.

En effet, si l'impédance du système est relativement très grande, la source ne pourra lui communiquer qu'une faible quantité d'énergie par rapport à celle qu'elle pourrait donner, et si l'impédance du système est très petite, l'énergie mise en jeu dans le circuit est presque entièrement dissipée dans la source.

Un transformateur *élevateur* sera employé dans le premier cas, et un transformateur *réducteur* dans le second.

Enfin, s'il est nécessaire qu'une source donne de l'énergie à un système, sans avoir avec lui aucun point commun, électriquement parlant, on emploiera encore un transformateur de rapport de transformation convenable. Le rapport de transformation 1 est souvent utilisé dans ce cas.

En T. S. F. on se sert de transformateurs basse fréquence éleveurs pour la charge de condensateurs de circuits oscillants.

166. Auto-transformateur. — On appelle ainsi un transformateur dans lequel l'enroulement primaire (bornes AB) est une partie de l'enroulement secondaire (bornes AC). On a alors un *auto-transformateur éleveur*.

Si le secondaire (bornes A B) était constitué par une partie de l'enroulement primaire (bornes AC), on aurait un *auto-transformateur réducteur*

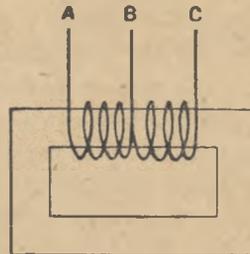


Fig. 124.

167. Alternateur. — Un alternateur est une machine qui, par l'intermédiaire des phénomènes d'induction, transforme l'énergie mécanique en énergie électrique sous forme de courant alternatif (voir 83).

Un alternateur simple peut être constitué, comme nous l'avons vu, par une spire tournant dans un champ magnétique. Les extrémités de cette spire étant reliées à des bagues conductrices portées par l'axe de rotation et centrées sur lui, on a pu, à l'aide de frotteurs conducteurs fixes, fermer cette spire sur un conducteur extérieur et obtenir dans le circuit un courant alternatif.

Il y a d'autres solutions. Pour obtenir une force électromotrice alternative par l'intermédiaire des phénomènes d'induction, il faut faire varier le flux dans une spire ou une bobine.

Le flux embrassé par un enroulement dépend de la valeur propre du champ, de la surface totale de l'enroulement et de son orientation dans le champ. Toute variation de l'une de ces grandeurs, ou de l'orientation, se traduira par une variation du flux embrassé. De là plusieurs classes possibles d'alternateurs (par induction) suivant que l'on fera varier un quelconque ou simultanément plusieurs des trois facteurs : flux, surface, orientation.

En général, on ne fait varier que l'orientation : (*alternateurs hétéropolaires*), ou bien la valeur du flux (*alternateurs homopolaires*). Ces variations sont obtenues par la rotation d'une pièce mobile. Quel que soit le mode d'alternateur, l'énergie qui apparaît sous forme de courant alternatif devra, en vertu du principe de la conservation de l'énergie, être *payée comptant* (plus les frais) en énergie mécanique. Le passage du courant dans le circuit se traduira par un couple mécanique résistant ; la puissance mécanique *exigée* croîtra avec la puissance électrique *demandée*.

Un alternateur comprendra essentiellement : 1° un système inducteur produisant un flux magnétique (les inducteurs) ;

2° Un système induit dans lequel ce flux magnétique variera (l'induit).

Le système inducteur peut être constitué par un ou des aimants permanents. Cette solution convient aux petites puissances. Il est presque toujours constitué par un ou plusieurs électro-aimants assemblés. L'enroulement de ces électro-aimants est alors alimenté par un courant continu. En faisant varier l'intensité de ce courant, on fera varier la valeur efficace de la force électromotrice induite. Un rhéostat, dit *rhéostat de champ*, mis en série avec les bobines inductrices, permettra un réglage et un ajustage faciles.

168. Alternateur bipolaire à induit tournant. — L'induit est constitué par un cylindre de fer feuilleté sur lequel on a bobiné diamétralement un grand nombre de spires côte à côte. Des encoches parallèles à l'axe de l'induit ont été faites pour loger les conducteurs. Les pôles inducteurs qui enveloppent en partie l'induit, sont, par exemple, les pôles d'un électro-aimant. L'entrefer est, on le

voit, très réduit. Par la forme donnée aux pôles inducteurs, on peut obtenir dans la bobine induite une variation de flux presque sinusoïdale. Les extrémités de la bobine sont reliées à des bagues sur lesquelles appuient des frotteurs.



Fig. 125.

La fréquence de la force électromotrice induite est égale au nombre de tours de l'induit par seconde. Pour obtenir une fréquence élevée, il faut une vitesse élevée. La vitesse étant limitée par des bornes mécaniques, la fréquence l'est aussi.

169. Alternateur multipolaire à induit tournant. — Le schéma représente la carcasse d'un alternateur tétrapolaire à induit tournant. Quatre bobines en série constituent l'enroulement induit. Les connexions, entre elles, sont faites de façon qu'au même moment les forces électromotrices induites s'ajoutent. Les extrémités libres aboutissent aux deux bagues.

Une répartition convenable de l'entrefer assure dans l'enroulement une variation de flux sinusoïdale.

La fréquence est égale au double du nombre de tours par seconde.

En général, si un alternateur basé sur ce principe a p pôles et si son induit tourne à une vitesse de n tours par seconde, la fréquence F est telle que :

$$F = \frac{np}{2}.$$

Pour obtenir une fréquence élevée, il faudra, la vitesse étant limitée, multiplier le nombre des pôles inducteurs.

On est encore rapidement arrêté dans cette voie. En effet, lorsque le nombre de pôles inducteurs est très grand, ils sont peu distants les uns des autres, et comme l'entrefer a une valeur minimum fixée par des raisons mécaniques, le flux magnétique se ferme en grande partie directement d'un pôle à l'autre

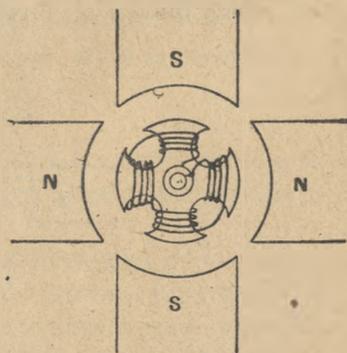


Fig. 126.

sans passer par l'induit. On a alors, bien qu'à fréquence élevée, une force électromotrice et, par suite, une puissance très faible relativement au volume et au poids de l'alternateur. D'où un très mauvais rendement.

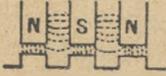


Fig. 127.

Les alternateurs hétéropolaires ne seront utilisés que pour la production des courants alternatifs de basse fréquence.

Il est facile de concevoir des alternateurs du même genre dans lesquels les inducteurs seraient tournants et l'induit fixe.

Ce mode de construction est intéressant pour la réalisation de forces électromotrices élevées parce que l'isolement des bobines induites se conserve mieux sur un organe fixe que sur un organe mobile.

170. Alternateur à fer tournant (homopolaire). — On peut construire des alternateurs dans lesquels l'induit et les inducteurs sont fixes. La variation de flux dans l'induit est alors obtenue par la variation de la réluctance du circuit magnétique inducteur ($\Phi = \frac{3}{R}$).

La figure représente schématiquement un alternateur de ce genre. A est une bobine inductrice alimentée en courant continu ; BB sont les bobines in-

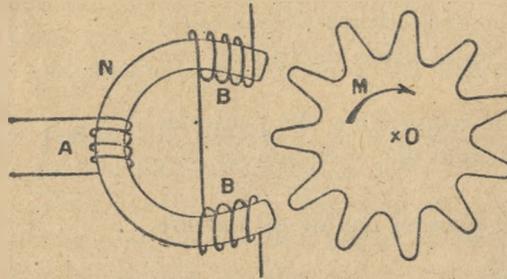


Fig. 128.

duites ; N est le noyau fixe d'un électro-aimant ; M est une pièce de fer dentée et feuilletée tournant devant les pôles inducteurs autour de son axe.

Le profil des dents et la forme des pôles sont choisis de façon à produire dans les bobines inductrices une variation de flux sinusoïdale.

Pour un tour de la pièce M, le nombre de périodes de la force électromotrice induite est égal au nombre de dents de cette pièce.

Si n est sa vitesse en tours par seconde, et D le nombre de ses dents, la fréquence F est telle que :

$$F = nD.$$

Ces alternateurs conviennent pour la production de courants alternatifs de fréquence élevée.

La caractéristique de ce genre d'alternateur est que le flux reste toujours de même sens dans les bobines induites. Sa grandeur seule varie ; d'où le mot homopolaire.

Pour des fréquences élevées (10.000), on a pu obtenir, grâce à des alternateurs homopolaires multipolaires, des puissances notablement plus grandes à poids, vitesse et fréquence égales, qu'avec des alternateurs hétéropolaires.

171. Charge des accumulateurs en courant alternatif. — Il n'est pas possible d'employer un courant alternatif pour la charge des accumulateurs car l'énergie emmagasinée quand le courant passe, dans le sens convenable, à travers l'accumulateur, est restituée dès que le courant change de sens.

Pour pouvoir effectuer la charge, il faudrait que le courant soit, en moyenne, plus intense dans le sens convenable que dans l'autre.

Ce résultat ne peut être acquis que par une variation automatique de l'impédance du circuit (détecteur) ou par un interrupteur automatique laissant passer le courant, toujours dans le sens convenable (redresseur).

De là deux classes d'artifices : les *systèmes détecteurs* et les *systèmes redresseurs*.

172. Systèmes détecteurs. — Toutes les dissymétries observées expérimentalement dans le passage du courant peuvent être utilisées pour réaliser la *détection*.

Nous avons vu (paragraphe 34) que la résistance du contact pointe métallique-galène dépend beaucoup du sens du courant. Ce système, intercalé dans un circuit siège d'une force électromotrice alternative, « laissera passer » un courant changeant périodiquement de sens, mais d'amplitude plus grande dans un sens que dans l'autre et, par suite, propre à la charge des accumulateurs. Malheureusement, la résistance minimum de ce contact, son instabilité et l'intensité qu'on peut y admettre sont telles que, pratiquement, le rendement est très mauvais. On se sert souvent de soupapes électrolytiques. En voici un exemple :

Un récipient contient une dissolution de phosphate de potasse ou de soude (150 grammes par litre d'eau) dans laquelle plongent deux électrodes. Une de ces électrodes est en aluminium pur, l'autre électrode est en plomb (ou en fer). Dans un tel système, la résistance est beaucoup plus grande dans le sens aluminium-plomb que dans le sens plomb-aluminium, d'où : détection. — On peut admettre une intensité moyenne de 5 ampères par décimètre carré de surface

d'aluminium. A cause de la résistance élevée de la soupape, son rendement ne dépasse guère 20 0/0. Pour bien fonctionner, elle doit rester froide. Il est souvent nécessaire de la refroidir par circulation d'eau.

Si, dans un tube contenant de la vapeur de mercure à basse pression, il y a deux électrodes, l'une de fer, l'autre de mercure, on peut constater que la résistance est faible du mercure au fer, et très élevée du fer au mercure. Cette soupape à vapeur de mercure a un rendement d'autant meilleur, pour la charge d'une batterie d'accumulateurs, que la force électromotrice de cette batterie est plus élevée.

On a constaté qu'entre une plaque métallique et un conducteur incandescent la résistance est faible de la plaque au conducteur et beaucoup plus grande du conducteur à la plaque. Ce phénomène est naturellement utilisé pour la détection. On a réussi à donner un bon rendement à ce système en le plongeant dans l'argon, ce qui diminue considérablement sa résistance.

173. Systèmes redresseurs. — On a constaté (voir 104) que l'étincelle électrique éclate plus facilement entre une pointe et un plan lorsque le courant tend à aller de la pointe au plan que dans le cas contraire. La dissymétrie est considérable. Pour une distance convenable entre pointe et plan, l'étincelle joue le rôle d'un interrupteur automatique qui ne laisse passer le courant que dans un sens. L'utilisation directe de ce phénomène n'est pas économique.

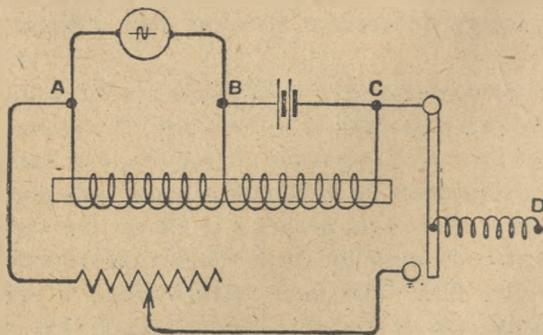


Fig. 129.

On utilise souvent un interrupteur mécanique commandé par la force électromotrice alternative elle-même. Cet interrupteur ferme le circuit de charge des accumulateurs lorsque la force électromotrice est de sens convenable et a une valeur suffisante. Il ouvre le circuit dès que la force électromotrice n'est plus assez élevée.

Un type de redresseur mécanique très employé peut être, en principe, constitué de la façon suivante : Les accumulateurs à charger, branchés entre B et G, excitent un enroulement disposé sur un noyau de fer. L'alternateur branché entre A et B excite, en courant alternatif, un enroulement disposé sur le même noyau, à côté du premier.

Les enroulements sont calculés de façon que l'enroulement alimenté en courant continu soit toujours prépondérant. Le flux ne varie qu'en grandeur. Lorsque le courant alternatif est de même sens que le courant continu, le flux est assez grand pour que le noyau attire l'armature A qui ferme le circuit de charge des accumulateurs. Sur ce circuit est intercalé un rhéostat de réglage. Dès que la force électromotrice alternative et, par suite, le courant alternatif dans l'enroulement ne sont plus suffisants, un ressort de rappel ramène l'armature, coupant ainsi le circuit de charge.

Certains redresseurs mécaniques inversent les connexions du circuit de charge quand la force électromotrice s'inverse. La charge se fait alors plus rapidement.

TABLE DES MATIÈRES

LE COURANT CONTINU

	Pages
CHAPITRE I. — Phénomènes. Définitions. Applications	1
CHAPITRE II. — Lois générales du courant électrique. Applications.	9
CHAPITRE III. — Piles. Accumulateurs	23
CHAPITRE IV. — Magnétisme. Electromagnétisme. Applications	32
CHAPITRE V. — Induction. Induction mutuelle. Self-induction.	53
CHAPITRE VI. — Arc électrique. Etincelle électrique	65
CHAPITRE VII. — Le condensateur électrique. Electrostatique.	69
CHAPITRE VIII. — Quelques applications. Courants de Foucault. La bobine d'induction	80

LE COURANT ALTERNATIF

CHAPITRE I. — Eléments de trigonométrie. Grandeurs sinusoïdales. Définitions . .	85
CHAPITRE II. — Courant alternatif. Lois générales du courant alternatif	93
CHAPITRE III. — Résonance. Circuit oscillant.	109
CHAPITRE IV. — Force électromotrice alternative non sinusoïdale. Somme de forces électromotrices sinusoïdales de périodes différentes. Résistance d'un circuit en courant alternatif	114
CHAPITRE V. — Bobine de self-induction à noyau de fer transformateurs. Alternateurs. charge d'accumulateurs en courant alternatif.	116

PRINCIPES GÉNÉRAUX
DE LA
RADIOTÉLÉGRAPHIE
ET
APPLICATIONS PRINCIPALES

La T. S. F. en trente leçons

Comprend 5 fascicules

1^{re} Partie.

Electrotechnique générale préparatoire à la T. S. F., par
MM. CHAUMAT et LEFRAND.

2^e Partie.

Principes généraux de la radiotélégraphie et applications
principales, par M. METZ.

3^e Partie.

Mesures et radiogoniométrie, par M. MESNY.

4^e Partie.

Réception et émission, par M. CLAVIER.

5^e Partie.

Les lampes, par M. JOUAUST.

Commandant METZ

PRINCIPES GÉNÉRAUX
DE LA
RADIOTÉLÉGRAPHIE
ET
APPLICATIONS PRINCIPALES

PARIS
Etienne CHIRON, Editeur
40, RUE DE SEINE, 40

Tous droits de traduction
et de reproduction réservés
pour tous pays
Copyright by E. Chiron

PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA RADIOTÉLÉGRAPHIE

CHAPITRE PREMIER

HISTORIQUE RAPIDE DES TRAVAUX QUI ONT CONDUIT A LA RADIOTELEGRAPHIE ETUDE D'UN CIRCUIT OSCILLANT CHARGE ET DECHARGE D'UN CONDENSATEUR

A. — INTRODUCTION

1. On s'est proposé dans les 6 chapitres qui vont suivre de donner au lecteur une base théorique qui lui permettra de mieux saisir les phénomènes utilisés en radiotélégraphie. On s'abstiendra de tout calcul, mais l'on donnera, sans les démontrer, le plus de résultats possibles. Ceux des lecteurs que le détail des calculs intéresserait pourront toujours le trouver dans des ouvrages spéciaux. Après avoir donné le principe du montage d'une communication par T. S. F., l'on fera un rapide historique des travaux qui depuis MAXWELL et HERTZ, ont conduit à la radiotélégraphie telle qu'elle existait avant l'emploi des lampes à 3 électrodes (la théorie du fonctionnement de ces lampes et de leur mode d'emploi font l'objet des fascicules 4 et 5), On étudiera ensuite (et ce sera la fin du 1^{er} chapitre) le circuit oscillant élémentaire (charge et décharge d'un condensateur). Le 2^e chapitre sera consacré à l'étude des phénomènes qui se produisent quand 2 circuits oscillants réagissent l'un sur l'autre (Etude du couplage) et le troisième à celle de l'oscillateur ouvert, de l'antenne.

Enfin, dans les 3 derniers chapitres relatifs aux généralités (chapitres 4, 5 et 6) on traitera successivement (toujours en donnant le minimum de démonstrations et le maximum de résultats) de la propagation, de l'émission et de la réception des ondes.

Un septième chapitre résumera les applications les plus modernes et les plus intéressantes de l'onde hertzienne.

B. — GÉNÉRALITÉS ET HISTORIQUE DES TRAVAUX QUI ONT CONDUIT A LA RÉALISATION DE LA T. S. F.

2. Principe du montage d'une communication par T. S. F. — Comment se présente dans ses grandes lignes une émission par T. S. F. ? En un point A, on dispose un système de conducteurs métalliques : l'antenne, dont une extrémité est isolée et l'autre généralement mise à la terre. Par un montage convenable, et dont on verra plus loin le détail, on fait parcourir ce conducteur par un courant alternatif à très haute fréquence. Cette fréquence peut varier de 15.000 périodes à la seconde (courant changeant de sens 30.000 fois par seconde, c'est ce qui se produit dans l'antenne de Croix d'Hins) à 3.000.000 de périodes ⁽¹⁾ (cas de certaines antennes d'avions où le courant change 6.000.000 de fois de sens chaque seconde). Ce courant alternatif à très haute fréquence agit sur l'espace environnant et l'on peut se représenter très grossièrement cette action comme un phénomène analogue à ce qui se passe quand on agite à l'aide d'un bâton la surface d'une eau tranquille. Mais alors, que dans le cas de l'eau, nous voyons des cavernes circulaires qui se propagent avec une certaine vitesse autour du point ébranlé, dans le cas de l'ébranlement électromagnétique qu'on utilise en T. S. F., le phénomène intéresse toute l'espace.

3. L'ébranlement en question se propage dans tous les sens d'après des modalités encore mal connues et avec une vitesse qui est celle même de la lumière et tombe en un point B sur un dispositif dit récepteur. Ce dispositif comprend essentiellement, outre les appareils de réception proprement dits, des conducteurs métalliques constituant soit une antenne analogue à celle de l'émission soit un cadre fermé. L'action de l'antenne ou du cadre sur les appareils sera expliquée plus loin. On peut dire dès à présent que par un phénomène inverse

(1) On a d'ailleurs été plus loin dans cette voie et l'on fait maintenant des ondes de l'ordre du mètre (fréquence 300 millions). Des communications radiotélégraphiques entre des postes distants de plusieurs kilomètres ont pu être réalisées dans de très bonnes conditions à l'aide de ces ondes très courtes.

du phénomène de l'émission, l'onde hertzienne produit dans les conducteurs de la réception un courant alternatif à fréquence élevée que les appareils récepteurs, dont il sera parlé plus loin en détail, auront pour objet de rendre accessible à nos sens.

4. Par conséquent, pour assurer la communication, il faudra au départ monter une antenne et disposer un ensemble d'appareils qui puissent faire parcourir cette antenne par un courant à haute fréquence. Il faudra à l'arrivée disposer une antenne ou un cadre et des appareils de réception destinés à transformer en un phénomène perceptible à nos sens le courant infiniment faible (mais analogue dans ses caractéristiques électriques au courant de l'émission) que le dispositif récepteur aura recueilli.

5. Pour faire parcourir l'antenne émettrice par du courant alternatif haute fréquence il semble naturel de brancher sur elle un alternateur donnant directement cette fréquence. La réalisation d'un tel alternateur n'est pas simple et la solution de l'alternateur est une des dernières qui ait été mise au point. On a longtemps employé, comme source de courant oscillant à haute fréquence, un condensateur que l'on déchargeait dans les conditions dont il va être parlé plus loin.

6. Enfin il est un organe indispensable dans le dispositif émetteur et dont il n'a pas encore été question, c'est celui qui imprime au phénomène la marque de la pensée humaine, celui qui va permettre, au lieu d'envoyer une onde dans l'espace dont la réception indiquera simplement qu'un poste fonctionne quelque part, de moduler, de modifier cette onde pour lui imposer de transmettre ce que l'on veut faire connaître au correspondant. On pourra par exemple, à l'aide d'un manipulateur, couper l'onde d'émission en morceaux courts ou longs qui seront reçus au point B sous forme de signaux Morse. On pourra aussi, à l'aide d'un microphone, agir sur l'onde, émise cette fois tant que dure la communication, mais modulée au rythme de la voix et qui portera ainsi au correspondant la fidèle reproduction des sons même qui ont agi sur elle. C'est la radiotéléphonie dont la récente mise au point marque le dernier progrès acquis dans la technique nouvelle.

On montrera à la fin de ce premier chapitre comment on charge et on décharge un condensateur et comment les premiers postes de T. S. F. à étincelles comportaient essentiellement une capacité, une circuit de charge et un 2^e circuit un peu spécial dans lequel cette capacité se déchargeait.

Il ne paraît pas inutile de donner au préalable un court historique des travaux qui ont conduit à la radiotélégraphie.

7. Historique des recherches qui, depuis les travaux de Maxwell, ont conduit à la réalisation de la T. S. F. — MAXWELL, qui fut élève de FARADAY, est né en 1831 et mort en 1879. Il a étudié par le calcul comment se faisait la propagation d'une perturbation électromagnétique analogue à celle que tant de postes produisent aujourd'hui. On laissera ces calculs de côté et on donnera plutôt les idées directrices qui ont servi de guide à ce grand savant.

8. MAXWELL, après NEWTON et FARADAY, ne pouvait pas admettre que des actions à distances fussent possibles entre 2 points sans qu'elles fussent transmises de proche en proche par un milieu interposé. Les actions électriques, telles par exemple que le phénomène d'induction, ayant lieu dans le vide, ce milieu ne peut pas être matériel ; il faut donc admettre un milieu hypothétique qu'on a appelé l'éther et qui servirait de support à ce genre de phénomène. Cet éther est capable de transmettre de l'énergie. La transmission des phénomènes électriques n'étant pas instantanée mais se faisant à la vitesse de la lumière, ainsi que MAXWELL l'a démontré et HERTZ vérifié, il y a un moment où l'énergie transmise de A vers B n'est plus en A et n'est pas encore en B ; il faut donc qu'elle existe dans l'éther interposé et nous verrons en effet qu'un poste émetteur de T. S. F. rayonne de l'énergie qui met un temps fini à arriver au poste récepteur. On donnera plus loin une expression de cette énergie (n° 81).

9. Deuxième idée de Maxwell. — Il admettait que dans les phénomènes de la charge ou de la décharge d'un condensateur, les conducteurs n'étaient pas seuls à intervenir. Il estimait qu'au moment de la décharge par exemple il n'y avait pas simplement un courant infiniment court destiné à rétablir l'équilibre électrique entre les 2 armatures. Il admettait que le diélectrique était intervenu dans le phénomène et qu'il y avait dans l'intérieur de ce diélectrique un courant dit de déplacement. Mais alors que le courant de conduction dans les fils produit un dégagement de chaleur RI^2 et que la résistance du conducteur est un peu analogue à une résistance visqueuse, à une résistance de frottement, MAXWELL admettait que dans le diélectrique le rôle du courant était de réaliser une sorte de déplacement limité par une résistance d'ordre élastique et que le phénomène n'était pas sans analogie avec ce qui se passe quand on bande une série de ressorts. Le courant de déplacement s'il tend à passer toujours dans le même sens est donc rapidement arrêté par cette résistance d'ordre élastique. Si au contraire, on ne fait pas agir sur le condensateur du courant continu mais du courant alternatif, l'énergie emmagasinée, quand le courant passe dans un sens, est restituée quand il passe en sens inverse, et ainsi de suite ; on peut ainsi mettre en jeu une quantité d'énergie d'autant plus importante que le courant change de sens un plus grand nombre de fois par seconde, et ces courants de déplace-

ments se propageant de proche en proche dans le diélectrique, produisent précisément l'onde électromagnétique que MAXWELL cherchait à étudier.

10. Il semble donc, dès le début de cette théorie, que plus le courant alternatif émetteur est à alternance rapide, plus le phénomène sera énergique et meilleure la portée pour une énergie donnée au départ. On verra plus loin que d'autres phénomènes interviennent qui favorisent les ondes correspondant à des fréquences moins grandes.

Les calculs de MAXWELL ont consisté à appliquer aux courants de déplacement les 2 lois fondamentales qui régissent les courants de conduction, à savoir : 1° un courant électrique a une action magnétique, crée un champ magnétique (loi d'AMPÈRE) ; 2° un champ magnétique variable crée un courant électrique (phénomène bien connu de l'induction électromagnétique). MAXWELL a alors pu démontrer de façon purement théorique qu'un ébranlement électromagnétique se propageait dans l'éther à la vitesse même de la lumière (300.000 kilomètres par seconde). Il était assez naturel d'interpréter ce résultat en admettant que cet ébranlement et la lumière étaient un seul et même phénomène. C'est ce qu'a indiqué MAXWELL. C'est ce que HERTZ et ses successeurs ont vérifié.

11. Définition de la longueur d'onde. — Il n'est pas inutile de chercher à se rendre compte au point où l'on est parvenu de ce que signifie le terme : *longueur d'onde* dont on va avoir à se servir à tout moment et quelle relation relie la longueur d'onde à la fréquence du courant alternatif qui produit cette onde.

Si l'on considère à nouveau un bâton qu'on agite à la surface d'une eau tranquille, ou si l'on jette des pierres dans cette eau à des intervalles de temps égaux que l'on appellera T , une onde se produira à chaque chute d'une pierre. Quand la deuxième onde prend naissance, la première s'est éloignée d'une distance qui est précisément la longueur d'onde λ . Si V est la vitesse de propagation de l'onde on voit que dans le temps T elle se sera éloignée de VT et que par suite $\lambda = VT$. On peut dire que la longueur d'onde qui sépare ainsi dans l'espace deux points correspondants de 2 ondes successives (par exemple le point le plus élevé ou le plus bas dans le cas d'ondes superficielles) est égale au produit de la vitesse de propagation par le temps qui sépare 2 moments consécutifs où le phénomène qui a donné lieu à l'onde (courant alternatif dans le cas de l'onde hertzienne) se présente de la même manière. Si l'antenne émettrice est parcourue par du courant à 15.000 périodes, le temps qui sépare 2 moments où ce courant alternatif a même valeur et circule dans le même sens est de $\frac{1}{15\ 000}$ de seconde.

L'onde faisant 300.000 kilomètres dans une seconde, la longueur d'onde est

égale à $\frac{300\ 000\ \text{km}}{15\ 000}$, soit 20 kilomètres. C'est l'onde, à peu de chose près, émise par le poste de CROIX D'HINS.

12. Travaux de Hertz. — MAXWELL ayant démontré par le calcul qu'un ébranlement électromagnétique devait être identique à la lumière, HERTZ se proposa de vérifier le fait.

Pour produire l'onde il chargeait un condensateur formé de 2 boules à l'aide d'une bobine d'induction. Il déchargeait ensuite ce condensateur à l'aide d'un éclateur formé de 2 boules plus petites (fig. 1). L'on étudiera tout à l'heure la décharge d'un condensateur et l'on verra qu'elle se présente, quand la résistance ohmique du circuit de décharge n'est pas trop grande, non pas sous forme d'un courant toujours de même sens mais sous forme d'un courant alternatif dont la fréquence est d'autant plus grande que la capacité du condensateur est plus petite. HERTZ, dont les essais eurent lieu vers 1887 et 1888, produisait avec son dispositif un courant alternatif à très haute fréquence qui correspondait à une onde de quelques mètres. Il put vérifier que ces ondes, comme auraient fait des ondes lumineuses, se réfléchissaient, se réfractaient et possédaient toutes les propriétés de la lumière. La seule différence était leur grande longueur par rapport à celle des ondes lumineuses ; ces dernières ont en effet une longueur de l'ordre du millième de millimètre, les rayons X qui sont des radiations analogues correspondent à des longueurs d'onde plus petites encore. Les ondes hertziennes au contraire ont pu être réalisées avec des longueurs d'ondes allant de quelques centimètres à quelques dizaines de kilomètres ⁽¹⁾. Il semble qu'il n'y ait aucune différence fondamentale entre ces ondes et la lumière.

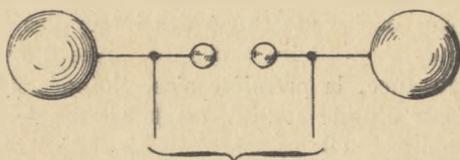


Fig. 1. — Oscillateur de HERTZ.

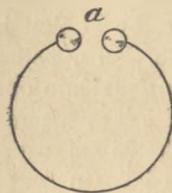


Fig. 2. — Résonateur de HERTZ.

13. Mesures directes de la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques. — HERTZ chercha aussi à vérifier la vitesse de propagation de l'ébran-

(1) Récemment NICHOL et TEAR sont arrivés à produire des ondes hertziennes ayant une longueur inférieure à la longueur d'onde de certains rayons infra-rouges. De même M. HOLWECK a réalisé la gamme des rayons intermédiaires entre la lumière et les rayons X. La gamme des radiations est donc entièrement connue depuis les rayons γ dont la longueur d'onde est plus petite encore que celle des rayons X jusqu'aux ondes hertziennes les plus longues.

lement électromagnétique en réfléchissant l'onde sur une surface métallique. Il se produit alors des ondes stationnaires par un phénomène analogue à celui de la réflexion des ondes sonores et sur lequel on reviendra dans le 3^e chapitre. En des points fixes de l'espace situés entre le poste émetteur et la paroi métallique réfléchissante, il se produit des nœuds et des ventres. La distance entre un nœud et le ventre le plus voisin est égale à $\frac{\lambda}{4}$. HERTZ mesurait expérimentalement cette distance à l'aide d'un résonateur composé simplement d'un cercle métallique muni d'une petite coupure (fig. 2). Plus tard on perfectionna le dispositif en munissant le cercle d'une vis micrométrique pouvant agir sur la dimension de la coupure. Quand ce cercle, convenablement placé par rapport à la direction de propagation de l'onde, se trouvait à l'aplomb d'un ventre, il jaillissait à la coupure une étincelle assez nourrie, il ne se produisait rien à l'aplomb des nœuds. En déplaçant le résonateur du point où aucune étincelle ne jaillissait jusqu'à celui où l'étincelle était maximum, HERTZ estimait avoir parcouru le $\frac{1}{4}$ de la longueur de l'onde émise. Cela, comme on devait le démontrer plus tard, n'est vrai que si le résonateur a des constantes électriques convenables, est accordé (on verra plus loin de quelle façon) sur l'onde que l'on étudie. Cette condition supposée réalisée, on détermine facilement V. En effet λ ou plutôt $\frac{\lambda}{4}$ est donné expérimentalement comme on vient de le voir. Or $\lambda = VT$. Pour avoir V il suffit de connaître T. Or T, ainsi qu'on le verra plus loin, est lié aux constantes électriques, inductance et capacité du circuit de décharge (si la résistance ohmique de ce circuit peut être considérée comme négligeable) par la relation dite de THOMSON $T = 2\pi\sqrt{CL}$. On peut évaluer ces constantes et l'on obtient ainsi V. HERTZ trouva d'ailleurs par son procédé des valeurs inexactes parce que son résonateur n'avait pas les constantes électriques voulues. La mesure de V fut plus tard faite directement à Nancy par M. BLONDLOT, à Paris par M. ABRAHAM, en collaboration avec le général FERRÉ. Les résultats obtenus par ces expérimentateurs furent très voisins de la valeur de la vitesse de la lumière.

14. Réalisation de dispositifs de réception de l'onde électromagnétique plus sensibles que le résonateur de Hertz. — Le cohéreur de Branly. — Le résonateur de HERTZ était un véritable appareil de réception, mais dont la sensibilité très réduite ne permettait l'étude de l'onde qu'à proximité immédiate de l'émetteur.

M. BRANLY, vers 1890, réalisa un dispositif beaucoup plus sensible qui fut appelé le cohéreur. Cet appareil se composait essentiellement d'un tube de verre contenant de la limaille métallique comprise entre deux électrodes qui pouvaient être reliées à un circuit extérieur. Ce cohéreur possède la propriété de présenter

une grande résistance au courant d'une pile, mais de laisser passer ce courant dès que le dispositif est soumis à l'action d'une onde hertzienne (fig. 3). Si le courant qui passe à travers le cohéreur quand arrive un signal hertzien est employé à fermer un relais, ce relais pourra actionner un Morse dont la palette sera attirée dès réception du signal de T. S. F. L'inconvénient du système c'est que le cohé-

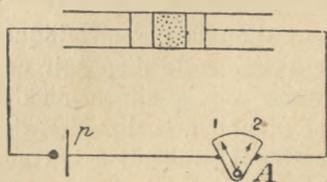


Fig. 3. — Action d'une onde hertzienne sur un circuit contenant un cohéreur. Position 1. — Instrument de mesures au zéro. Le cohéreur arrête le courant de la pile p.

Position 2. — Le cohéreur est soumis à l'action d'une onde hertzienne. L'instrument de mesure dévie et continue à dévier tant que l'on ne frappe pas sur le cohéreur même après cessation de l'arrivée de l'onde.

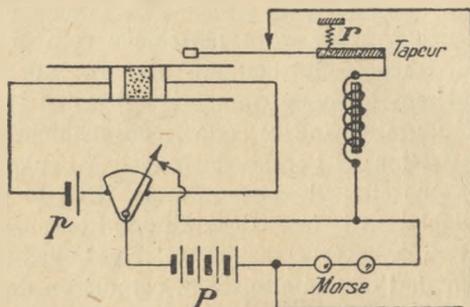


Fig. 4. — Schéma d'ensemble d'un montage avec cohéreur pour enregistrement de signaux Morse. (Le dispositif d'arrivée de l'onde hertzienne n'est pas représenté).

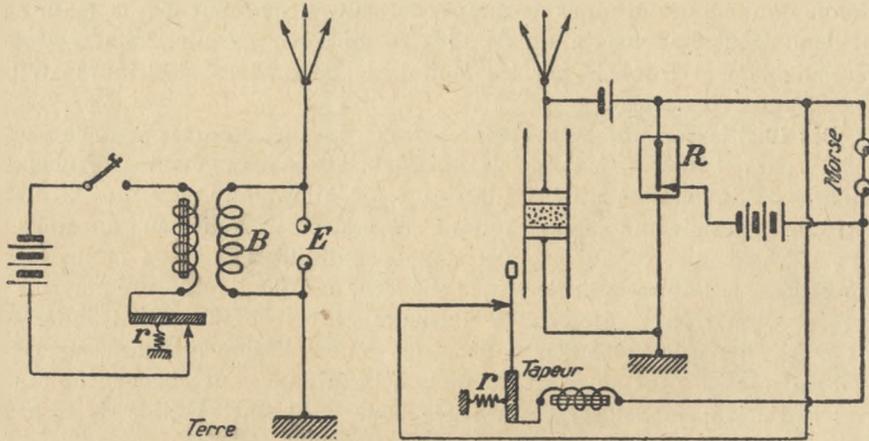
r, ressort de rappel de la palette de l'électro.

reur reste indéfiniment conducteur après que l'onde a passé. Pour lui donner à nouveau sa résistance primitive, pour le décoherer, il faut lui imprimer une légère secousse. On y réussit à l'aide d'un dispositif dénommé tapeur qui n'est autre chose qu'une sonnerie dont le cohéreur constituerait le timbre. Cette sonnerie est actionnée en même temps que le Morse par le relais que le signal hertzien a fermé grâce au cohéreur. Le schéma est alors celui de la figure 4 et le fonctionnement du dispositif est le suivant : quand l'onde passe, le Morse l'enregistre, le tapeur frappe le cohéreur et les choses reviennent à l'état primitif. Si donc une courte émission a été faite, le Morse enregistre un point et tout s'arrête. Si au contraire on passe un trait, un signal long, le Morse, dès que le cohéreur a été décoheré et recoheré à nouveau par l'onde qui continue à arriver, marque une série de points qui, avec un réglage convenable de l'appareil, se traduit par un trait continu.

15. Débuts de la T. S. F. proprement dite. — Le cohéreur de BRANLY ne fut appliqué au début que pour des essais analogues à ceux de HERTZ et les phénomènes que l'on étudiait ne sortaient toujours pas des laboratoires puisque il n'était pas encore question d'antenne. Un premier pas fut fait dans la voie des montages qui devaient conduire à la T. S. F. par le savant russe POPOFF, lequel pour étudier l'électricité atmosphérique enfila un cohéreur dans un paratonnerre réa-

lisant ainsi pour la première fois un véritable montage de réception radiotélégraphique.

MARCONI, le premier, eut l'idée de disposer une antenne à l'émission également. De ce jour date le premier poste de T. S. F. et la première intercommunication par radio.



5. — Montage émetteur et récepteur employé pour les premiers essais de MARCONI.
r, ressort de rappel de la palette de l'électro.

Ce premier poste de MARCONI était infiniment simple (fig. 5). Il comprenait essentiellement une bobine d'induction dont les deux extrémités du secondaire étaient reliées aux deux boules d'un éclateur. A ces deux boules se trouvaient reliés également d'une part le fil de l'antenne, de l'autre la terre. A la réception un dispositif à cohéreur transformait en signaux Morse le courant de réception qui parcourait l'antenne. Des essais de transmission furent faits avec ce dispositif simple en Italie d'abord, puis entre le continent et la Corse, et enfin entre la France et l'Angleterre. Des portées de quelques dizaines de kilomètres furent obtenues et on considéra ce résultat comme remarquable. Il l'était sans contredit et devait être le début des perfectionnements qui conduisirent à la T. S. F. d'aujourd'hui et dont l'historique peut se jalonner en quelques mots et en quelques dates.

1898. MARCONI réunit la France à l'Angleterre.

1908. On assure la liaison Clifden Glace-Bay à travers l'Atlantique (3.000 kilomètres). (Les premiers essais relatifs à cette liaison datent de 1901).

1914. On transmet des nouvelles de presse entre Nauen et Sayville aux Etats-Unis (6.000 kilomètres).

1920. On inaugure Croix d'Hins reçu dans le monde entier.

16. La T. S. F. d'il y a 33 ans et la T. S. F. actuelle. — Il n'est pas sans intérêt de comparer au début de ces conférences le modeste poste d'il y a 33 ans avec les puissantes organisations actuelles comme celle de Sainte-Assise par exemple. En 1898, MARCONI employait une énergie d'une cinquantaine de watts et débitait avec une bobine d'induction alimentée en courant continu sur une antenne de quelques dizaines de mètres de haut. Il manipulait à la main et pouvait donc écouler au maximum de 15 à 20 mots par minute. La réception était irrémédiablement troublée par les moindres phénomènes électriques atmosphériques locaux (parasites).

Dès 1923 le poste de Sainte-Assise débite, sur des antennes soutenues par des pylônes de 250 mètres, à l'aide de puissants alternateurs haute fréquence dont l'énergie d'alimentation atteint 1.000 et 1.500 kilowatts. Alors que le dispositif de 1898 comportait une antenne unique successivement reliée aux appareils émetteurs et récepteurs, ce qui excluait toute possibilité d'émission et de réception simultanées, le Centre radioélectrique moderne use d'antennes uniquement émettrices et d'un centre récepteur à plusieurs cadres complètement indépendants de l'émission et protégé contre la gêne que cette émission pourrait leur apporter.

Sainte-Assise peut envoyer 100 mots à la minute pour chacune de ses émissions et l'usine émettrice est aménagée pour qu'il soit possible de transmettre cinq télégrammes simultanément.

De même il y a six cadres au centre récepteur pouvant être accordés sur six correspondants différents qui peuvent ainsi être reçus en même temps.

Enfin la réception qui est automatique comme l'émission est protégée contre les parasites dont l'action a considérablement perdu de son importance surtout dans les régions tempérées.

C. — CHARGE ET DÉCHARGE D'UN CONDENSATEUR

17. On se propose maintenant d'étudier la décharge, puis la charge d'un condensateur et de montrer comment les premiers postes émetteurs de T. S. F., dont quelques-uns ont été maintenus pour des fins militaires, se composaient essentiellement des différents organes destinés à charger puis à décharger une capacité dans des conditions convenables.

18. Décharge d'une capacité. Analogie hydraulique. — Pour se rendre compte du mécanisme de cette décharge on peut user d'une analogie hydraulique qui n'est pas du tout une explication du phénomène, mais en quelque sorte un moyen mnémonique. Le condensateur chargé a ses deux armatures à des poten-

tiels différents, on va le décharger en réunissant ces armatures par un circuit qui ouvrira un passage plus ou moins facile au courant électrique qui tend à s'établir pour égaliser les potentiels de ces deux armatures. Assimilons les deux

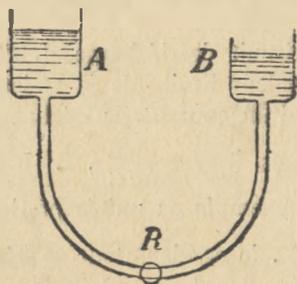


Fig. 6.
Dispositif schématique donnant une analogie hydraulique de la décharge oscillante d'un condensateur.

armatures à deux vases A et B contenant un liquide à des niveaux différents et réunissons ces vases par une conduite qui laissera passer le liquide plus ou moins facilement. Supposons qu'un robinet R puisse ouvrir ou fermer cette conduite (fig. 6). Au moment où l'on ouvrira ce robinet, deux hypothèses sont possibles, ou bien le tuyau reliant les deux vases à une large section et laisse passer le liquide facilement, ou bien il est long et étroit et oppose une grande résistance

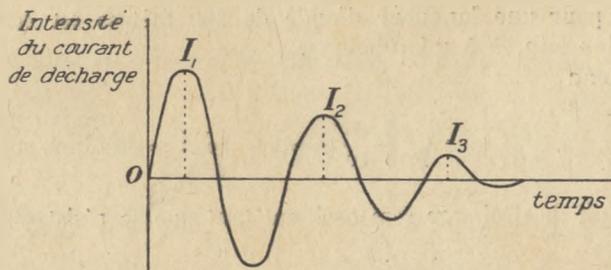


Fig. 7. — Décharge oscillante amortie d'un condensateur.

au passage du liquide. Dans le premier cas l'égalisation des niveaux se fait rapidement, mais le courant qui se produit à l'ouverture du robinet aura un débit et une vitesse tels qu'il tendra à établir entre les vases une dénivellation en sens inverse de celle du début, de sorte que l'équilibre ne se rétablira qu'après une série d'oscillations qui se traduiront par des courants de sens inverse dans la conduite de jonction. Si au contraire cette conduite offre au passage du liquide une grande résistance, l'équilibre se rétablira plus lentement, mais le courant ne passera que dans un seul sens.

Le courant électrique qui se produit entre les deux armatures d'un conden-

sateur qui sont à des potentiels différents quand on réunit ces armatures présente un phénomène du même ordre. Il est oscillant, c'est-à-dire alternatif si le circuit de décharge a une résistance suffisamment faible (fig. 7) ; il est continu et ne change pas de sens quand cette résistance est assez grande.

19. Si R est la résistance ohmique du circuit de décharge, L l'inductance de ce circuit, C la capacité à décharger, la valeur limite de la résistance, celle au-dessous de laquelle le circuit est le siège d'un courant de décharge oscillant ou devient oscillant, est donnée par la formule $R = 2 \sqrt{\frac{L}{C}}$, R , L et C étant exprimés en unités qui se correspondent, par exemple en unités pratiques, ohm, henry, farad. Si R est plus grand que $2 \sqrt{\frac{L}{C}}$, le condensateur se décharge par le moyen d'un courant continu qui égalise les potentiels de 2 armatures, le circuit au lieu d'être oscillant est dit *apériodique*. Cette quantité $2 \sqrt{\frac{L}{C}}$ pour les circuits couramment utilisés en T. S. F. est généralement assez grande, de sorte que la résistance de ces circuits est normalement inférieure à cette valeur et que les circuits sont oscillants.

Prenons par exemple le circuit oscillant pour émetteur d'avion dont on donnera le schéma plus loin. Sa capacité est de 5 millièmes de microfarad, son inductance pour une longueur d'onde de 300 mètres est égale, comme on le calculera plus loin, à 5 microhenrys.

On a donc

$$2 \sqrt{\frac{L}{C}} = 2 \sqrt{\frac{5 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^{-9}}} = 2 \sqrt{1000} = 63 \text{ ohms environ.}$$

Le circuit de décharge sera oscillant tant que sa résistance sera inférieure à 63 ohms.

20. Période du circuit de décharge. — Le circuit de décharge étant supposé oscillant, il est intéressant de savoir quelle est la fréquence de ces oscillations ou si l'on préfère leur période T .

On démontre, mais on ne fera que donner le résultat, que cette période T est égale à $2 \pi \sqrt{LC}$ si toutefois la résistance ohmique du circuit est suffisamment petite pour que l'on puisse négliger certains termes complémentaires où entre la valeur de cette résistance, ce qui sera le cas général dans les circuits effectivement employés en T. S. F.

Dans cette expression T est évalué en secondes, L en henrys, C en farads. Généralement au lieu d'évaluer T on préfère évaluer la longueur d'onde qui

correspond à l'ébranlement électromagnétique causé par la décharge du condensateur.

On a $\lambda = VT = 2\pi V\sqrt{LC}$. Si V est exprimé en mètres, λ est exprimé en mètres également. V vitesse de la lumière est égale à 300 millions de mètres ou 3×10^8 .

21. La valeur de λ peut se mettre sous une forme approximative très simple, facile à retenir et qui est la suivante

$$\lambda = 60\sqrt{LC}.$$

L étant exprimé en microhenrys $\left(\frac{1}{1\ 000\ 000}\right.$ ou 10^{-6} henry);

C en millimicrofarads $\left(\frac{1}{1\ 000\ 000\ 000}\right.$ ou 10^{-9} farad).

22. On va, comme application de cette formule, chercher la valeur de l'inductance du circuit oscillant dont il est parlé plus haut et qui pour une capacité de 5 millièmes de microfarad donne une longueur d'onde de 300 mètres.

On a

$$300 = 60\sqrt{L \times 5} \quad \text{ou en simplifiant} \quad 5 = \sqrt{L \times 5}.$$

Elevons au carré il vient : $25 = 5L$; d'où l'on tire : $L = 5$ microhenrys.

23. Amortissement du courant de décharge. — Les amplitudes successives que prend le courant alternatif qui décharge le condensateur dans l'hypothèse du circuit non apériodique, vont diminuant puisqu'au bout d'un certain temps cette amplitude est nulle, le condensateur étant complètement déchargé. Il est intéressant de connaître la loi de décroissance de ces amplitudes. Si l'on appelle I_1, I_2, \dots, I_n les amplitudes successives on démontre que le logarithme du rapport de deux amplitudes consécutives $\frac{I_1}{I_2}, \frac{I_2}{I_3}, \frac{I_{n-1}}{I_n}$ est constant et égal à $\frac{2L}{R}T$. Cette quantité s'appelle le décrement logarithmique et se représente d'habitude par le symbole δ .

On voit que δ est d'autant plus grand que R est plus grand pour une période T et une inductance L donnée. Plus la résistance de circuit de décharge augmente, plus les amplitudes diminuent rapidement. Il arrive un moment où cette résistance ayant une valeur assez grande, le courant s'amortit dès la première oscillation, c'est le cas du circuit apériodique pour lequel R est supérieur à $2\sqrt{\frac{L}{C}}$. Si l'on prend le circuit oscillant étudié ci-dessus $L = 5 \cdot 10^{-6}$ $C = 5 \cdot 10^{-9}$ $T = 10^{-6}$ (correspondant à 300 mètres de longueur d'onde), si l'on suppose que

le circuit oscillant a une faible résistance, comme ce sera généralement le cas par exemple $R = 4$ centièmes d'ohm ou $4 \cdot 10^{-2}$ on a

$$\delta = \frac{4 \cdot 10^{-2} \cdot 10^{-6}}{2 \times 5 \cdot 10^{-6}} = \frac{4}{1000},$$

ce qui correspond à un amortissement assez faible.

Dans la réalité et pour les installations radiotélégraphiques qui utilisent les oscillations amorties que donne la décharge d'un condensateur, il est rare que chaque décharge donne plus de 100 oscillations avant l'extinction pratiquement complète du courant de décharge.

24. Résumé des résultats et des formules donnés plus haut. — Quand après avoir chargé une capacité on la fait débiter sur une inductance, deux cas peuvent se présenter.

1^{er} cas. — Le circuit inductance-capacité (circuit de décharge) a une grande résistance $R > 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ le condensateur se décharge par un courant toujours dans le même sens. Le circuit n'est pas oscillant.

2^e Cas. — Le circuit de décharge a une résistance inférieure à $2\sqrt{\frac{L}{C}}$. Le courant de décharge se présente alors sous forme d'un courant alternatif à amplitudes successives décroissantes. Le circuit est oscillant et est parcouru par un courant amorti.

Période de ce courant pour une résistance ohmique suffisamment petite $T = 2\pi\sqrt{LC}$.

Décroissement logarithmique donnant la valeur de l'amortissement

$$\delta = \frac{R}{2L} \quad T = \log \frac{I_1}{I_2} = \log \frac{I_2}{I_3} \dots = \log \frac{I_{n-1}}{I_n}$$

25. Données matérielles relatives à un certain nombre de circuits oscillants en usage dans les grands postes de T. S. F. ou dans les appareils militaires.

a) Le poste de T. S. F. de Bamako a une émission à étincelles qui doit mettre 100 kilowatts dans l'antenne. Les constantes électriques du circuit oscillant dans lequel se décharge la capacité du poste sont les suivantes :

$C = 5$ dixièmes de microfarad.

L pour une longueur d'onde variant de 2.700 à 5.000 peut varier de 4 à 14 microhenrys.

La longueur d'onde employée sera vraisemblablement de 2.700 mètres ce qui correspond pour $C = 5$ dixièmes de microfarad à $L = 4$ microhenrys.

b) Le poste auto à deux voitures qui sert aux Armées à faire des émissions météorologiques, dispose d'un circuit oscillant qui a les caractéristiques suivantes :

$C = 5$ centièmes de microfarad.

L varie de 8 à 1,2 microhenrys pour λ variant de 1.200 à 500 mètres.

c) Le poste portatif d'infanterie a un circuit oscillant qui donne les longueurs d'onde 210, 270, 350, $C = 2$ millièmes de microfarad ; si l'on applique la formule

$$T = 2\pi\sqrt{LC} \quad \text{ou mieux} \quad \lambda = 60\sqrt{LC} \quad (\text{n}^\circ 21)$$

on trouve des valeurs de L qui varient de 6 à 18 microhenrys.

d) Le poste d'avion, dont il est parlé plus haut, comprend un circuit oscillant dont les caractéristiques ont été données et que l'on rappelle ici :

$C = 5$ millièmes de microfarad L moyen (l'inductance du poste est variable) : 5 microhenrys. λ correspondant à cette inductance : 300 mètres.

26. Charge d'un condensateur par du courant continu. — Maintenant que l'on a étudié en détail comment se décharge un condensateur, cherchons à nous rendre compte du phénomène de la charge.

Deux cas peuvent être distingués : où l'on charge la capacité avec du courant continu, où on la charge avec de l'alternatif.

Considérons d'abord le premier cas. Fermons avec un interrupteur I le courant d'une génératrice continue sur les deux armatures d'une capacité à charger (fig. 8). Il peut se produire alors deux phénomènes très différents suivant la

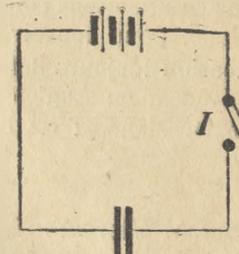


Fig. 8.
Charge d'un condensateur
par une génératrice continue

valeur de la résistance du circuit de charge. Si le circuit de charge présente une grande résistance, un courant toujours de même sens s'établit dont la courbe a déjà été donnée. Cette courbe est représentée par la figure 9 (courbe I) où le temps de la charge est porté en abscisse, l'intensité du courant en ordonnée. Le condensateur n'est théoriquement chargé qu'au bout d'un temps infini, mais on peut le considérer comme pratiquement chargé au bout d'un temps très court, le complément de charge que le condensateur recevrait si on le laissait

indéfiniment branché sur la source étant en fait négligeable. Dans cette même figure, la courbe II est la courbe de la différence de potentiel entre les armatures. Elle est très rapidement voisine de la valeur E , de la force électromotrice de la source.

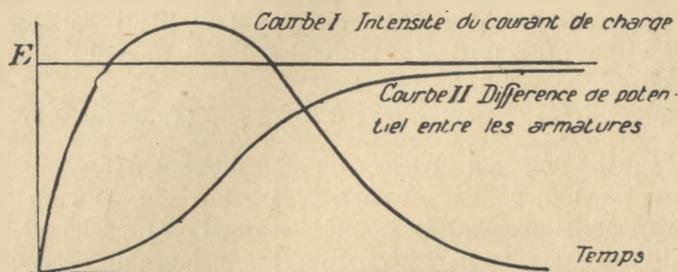


Fig. 9. — Courbes donnant les intensités et les tensions entre armatures pendant la durée d'une charge de condensateur.

27. Supposons maintenant que le circuit de charge ait une faible résistance ($R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ comme dans le cas de la décharge).

Il se produit alors quelque chose d'équivalent au phénomène de la décharge oscillante. La capacité est chargée par l'intermédiaire d'un courant oscillant. Ce courant a la propriété d'avoir au début une tension supérieure à celle de la source, ce qui est très avantageux pour accumuler dans la capacité C le maximum d'énergie. L'expression de cette énergie est en effet égale à $\frac{1}{2} CV^2$.

Le procédé de la charge du condensateur par du courant continu n'a pas été très employé en radiotélégraphie car il demande, pour pouvoir disposer d'une énergie importante, des génératrices à haute tension toujours délicates à réaliser. Cependant M. BOUTHILLON en France et M. MARCONI en Angleterre, ont réalisé de tels dispositifs de charge. Le dispositif de M. MARCONI est décrit plus loin (n° 94).

28. Charge d'un condensateur par du courant alternatif (fig. 10). — C'est ce procédé de charge qui est le plus employé en T. S. F. pour charger la capacité dont la décharge donne ensuite le courant à haute fréquence nécessaire à la production de l'onde hertzienne.

Pour étudier la charge d'une capacité C , à l'aide d'un courant alternatif de pulsation ω , deux cas sont encore à distinguer.

Le circuit à charger en y comprenant l'inductance de la source (alternateur) a une certaine période propre $T = 2\pi\sqrt{LC}$.

La source alternative a elle aussi une période qui peut être différente de celle

du circuit à charger ou lui être égale. On sait que cette période T inverse de la fréquence est liée à la pulsation ω par la relation $\omega = \frac{2\pi}{T}$, ce qui s'écrit aussi $\omega = 2\pi f$. f étant la fréquence.

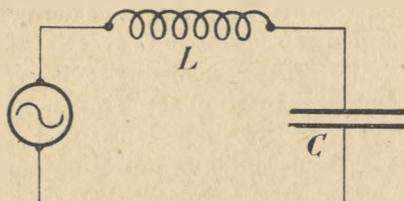


Fig. 10. — Charge d'un condensateur par du courant alternatif.

29. Supposons d'abord les deux périodes différentes. On constate par l'expérience et on peut vérifier par le calcul, que le circuit de charge de la capacité est alors le siège de deux courants alternatifs. Dans ce circuit, se superposent deux oscillations, l'une dite forcée qui a même période et même amortissement que la source, l'autre dite oscillation propre qui a la période $T = 2\pi\sqrt{LC}$ et l'amortissement correspondant au décrement logarithmique $\delta = \frac{R}{2L} T$ du circuit de charge envisagé. En particulier, si la source est un alternateur qui produit une onde entretenue, c'est-à-dire un courant alternatif toujours de même amplitude et dont par suite l'amortissement est nul, l'oscillation forcée qui ne s'amortit pas finit par rester seule, l'oscillation propre qui, elle, est amortie, disparaît au bout d'un temps plus ou moins long.

30. Si au contraire les deux périodes, celle de l'alternateur et celle du circuit de charge, sont les mêmes, on dit qu'il y a résonance. Les phénomènes ne sont pas essentiellement différents, sauf que les deux ondes dont nous parlons plus haut ont la même période, mais il résulte de cet accord des périodes que l'action produite dans le circuit de charge est aussi grande que possible et en particulier on obtient aux bornes de la capacité une tension V aussi grande que possible, ce qui permet d'emmagasiner dans la capacité l'énergie maximum puisque $E = \frac{1}{2} CV^2$ et croît comme le carré de V , C restant le même. On conçoit que lorsque le circuit de charge est en résonance avec l'impulsion que lui communique la source, à la même période propre que cette impulsion, l'effet produit est maximum parce qu'il y a un constant accord entre l'impulsion venue du dehors et

Oscillation propre du circuit. Une analogie mécanique donnera une idée du phénomène. Si l'on assimile le circuit de charge à un pendule et la source alternative à un marteau qui frappe ce pendule à intervalles réguliers (fig. 11), on voit que si la période avec laquelle le marteau frappe le pendule est égale à la période même d'oscillation du pendule, ce dernier sera toujours frappé dans les mêmes conditions et recevra des impulsions concordantes. Si les périodes sont différentes, le résultat sera incohérent car tantôt le marteau accélérera le mouvement du pendule, tantôt il le retardera. Dans le cas de l'accord le pendule supposé par exemple toujours frappé au haut de sa course prend théoriquement un mouvement d'amplitude indéfini dont seuls les frottements limiteront l'amplitude. De même le circuit

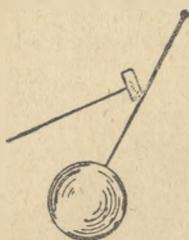


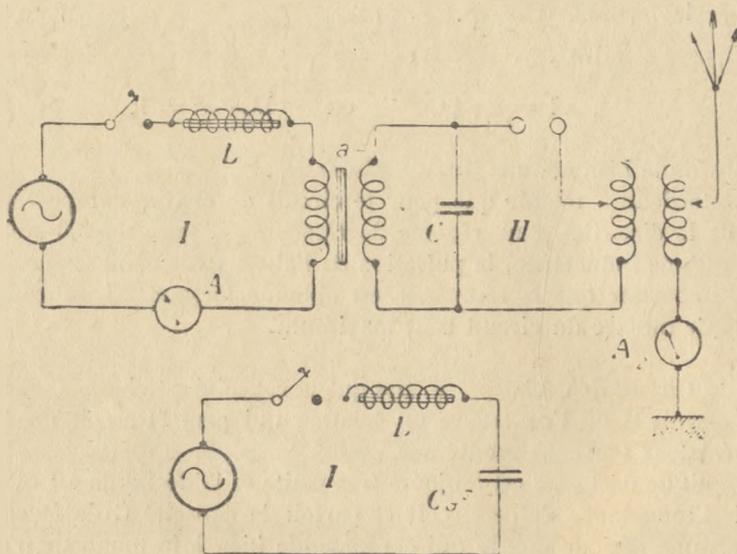
Fig. 11. — Pendule dont le mouvement est entretenu par le choc d'un marteau.

de charge dont la période est accordée sur celle de la source alternative sera le siège d'oscillations qui tendent à augmenter indéfiniment. Cette augmentation indéfinie n'est limitée que par le fait suivant : les pertes par effet JOULE qui correspondent aux pertes par frottement croissent à mesure que croît l'amplitude. Il viendra un moment (et un phénomène analogue se produira pour le marteau et pour le pendule) où ces pertes par effet JOULE prendront une valeur telle qu'elles correspondront exactement à l'apport d'énergie venu du dehors. L'équilibre sera alors réalisé ; mais si le circuit de charge était sans résistance, l'amplitude du courant qui le parcourt augmenterait indéfiniment.

31. Réalisation d'un poste de T. S. F. à étincelles. — Maintenant que l'on sait comment se charge et se décharge une capacité il reste à montrer comment constituer un poste de T. S. F. à étincelles par la simple juxtaposition du circuit de charge d'une capacité immédiatement suivi d'un circuit de décharge. On prendra pour exemple le poste automobile de campagne qui est un poste de deux kilowatts également employé comme poste fixe dans le Sud Algérien. On va voir que ce poste comporte essentiellement le circuit de charge d'une capacité, le circuit de décharge de cette même capacité et un troisième organe dont il sera parlé plus tard en détail : une antenne qui permet de rayonner au loin l'énergie de cette décharge. On ne décrira pas ce poste dans le détail, mais on en indiquera les grandes lignes et on retrouvera tout ce qui vient d'être dit.

32. 1° Circuit de charge. — Dans le poste automobile ce circuit est alimenté par un alternateur de 800 à 1.000 périodes entraîné par le moteur de la voiture et qui charge, par l'intermédiaire d'une inductance L réglable, non pas une capacité directement parce que la tension pratiquement réalisable ne serait pas suffisante, mais une capacité par l'intermédiaire d'un transformateur élévateur

de tension. On trouve là une petite dérogation au circuit normal de charge dont il a été parlé plus haut, mais l'on montre aisément — et cette démonstration est donnée en note (1) — qu'une capacité C ainsi chargée par un transformateur dont le rapport de transformation est égal à a correspond à une capacité Ca^2 qui serait



L = inductance variable pour le réglage de la résonance primaire.

Fig. 12. — Schéma d'un poste à étincelles à excitation indirecte. (Poste automobile de campagne dit de 2 kilowatts). L'ensemble du circuit de charge peut être remplacé par un circuit fictif sans transformateur et dont la capacité au lieu d'être égale à C est égale à Ca^2 (a : rapport de transformation du transformateur).

directement intercalée dans le circuit de l'alternateur, le transformateur étant supposé supprimé (fig. 12). Il reste simplement pour réaliser le phénomène de résonance et avoir dans le circuit de charge l'effet le plus grand possible, à régler l'inductance variable pour que le circuit de charge théorique dont la capacité est Ca^2 ait une période égale à celle de l'alternateur. Quand ce réglage sera réalisé,

(1) Si V_1, I_1 sont la tension et l'intensité dans le circuit du primaire du transformateur, V_2, I_2 la tension et l'intensité secondaires on a sensiblement

$$V_2 = aV_1 \quad I_1 = aI_2$$

Or la formule d'impédance donne aux bornes de la capacité $I_2 = V_2 C \omega$

Si l'on remplace I_2 et V_2 dans cette équation par leur valeur en I_1 et V_1 on a

$$I_1 = a^2 V_1 C \omega$$

Tout se passe donc comme si une capacité Ca^2 était connectée aux bornes du primaire.

on verra les instruments de mesure intercalés dans le circuit de charge dévier au maximum, la capacité se charge au plus haut potentiel possible et l'énergie emmagasinée dans la capacité ($E = \frac{1}{2} CV^2$) sera également maximum.

A ce moment on aura $T = 2\pi\sqrt{LCa^2}$ égal au T de l'alternateur, lequel est donné par la formule $\omega = \frac{2\pi}{T}$.

Ceci peut s'écrire

$$1 = \omega\sqrt{LCa^2} \quad \text{ou} \quad LCa^2\omega^2 = 1,$$

c'est la formule bien connue dite de résonance.

Il reste donc à retenir que pour le circuit de charge composé comme nous venons de le dire, il y a un réglage de résonance à faire, lequel s'obtient par la variation d'une inductance, la pulsation de l'alternateur étant supposée bien constante. On constate que la résonance est obtenue lorsque les indications des instruments de mesure du circuit sont maximum.

33. 2° Circuit de décharge. — Dès que la capacité est chargée, elle se décharge dans le circuit II où l'on trouve un éclateur qui peut être soit un éclateur fixe soit un éclateur tournant monté sur l'arbre même de l'alternateur. La résistance de ce circuit de décharge est toujours très petite et la décharge est bien oscillante. On règle l'inductance de ce circuit et parfois la capacité C de façon que le circuit II ait une période propre qui corresponde bien à la longueur d'onde choisie (500 à 1.200 mètres dans le poste envisagé).

34. 3° Antenne. — Enfin pour que l'onde hertzienne puisse rayonner au loin, comme on le verra ultérieurement, il faut faire passer de l'énergie dans un circuit qui ne soit plus fermé comme les précédents mais qui soit un circuit ouvert : c'est l'antenne. Il faut faire parcourir cette antenne par du courant à haute fréquence ayant une période correspondant à celle du circuit de décharge. Pour cela on règle la période propre de l'antenne généralement à l'aide d'une inductance variable pour que cette période T corresponde bien au $2\pi\sqrt{LC}$ du circuit de décharge II. On constate que l'accord est réalisé, quand l'ampèremètre placé à la base de l'antenne dévie au maximum.

35. Le poste est alors réglé et peut donner son effet maximum (100 à 150 kilomètres de portée pour le poste automobile sans amplificateur à la réception). On voit que si l'on néglige les réglages de détail qui sont d'ailleurs aussi très importants mais dont il ne sera pas parlé pour plus de simplicité, les réglages fondamentaux des postes de T. S. F. à étincelles sont les suivants :

1° Réglage de la résonance primaire (circuit I) effectué à l'aide d'une induc-

tance variable, l'alternateur gardant une vitesse bien constante. On constate que le réglage est effectué à l'aide d'un ampèremètre primaire A_1 .

2° Réglage de la longueur d'onde du circuit de décharge (circuit II) obtenu à l'aide d'une variation de l'inductance du circuit et vérifié à l'aide d'un ondemètre.

3° Réglage de l'antenne sur cette longueur d'onde obtenue par variation de l'inductance d'antenne et vérifié par la déviation maximum d'un ampèremètre d'antenne A_2 .

Enfin il y a lieu de remarquer que dès ce premier contact avec les postes de T. S. F., on est amené à envisager au lieu du circuit oscillant unique qui a été étudié dans le présent chapitre, une série de circuits agissant l'un sur l'autre comme c'est le cas du circuit II et de l'antenne. Il va falloir étudier comment fonctionnent de tels circuits dits couplés et ce sera l'objet du chapitre II.

36. Il reste pour terminer ce premier chapitre à donner le schéma des postes les plus simples à étincelles qui sont encore en service et notamment de ceux actuellement utilisés dans les formations de la radiotélégraphie militaire. Puis on cherchera à analyser le mécanisme d'une émission à étincelles et de la réception qui lui correspond. Enfin l'on dira un mot de l'action de la haute fréquence sur les principales grandeurs électriques.

37. Schéma de quelques postes à étincelles simples. — Le premier poste à étincelles comportait le montage dit à excitation directe dont il sera parlé plus en détail au chapitre V (n° 91). Ce montage qui était celui du premier poste MARCONI dont le schéma a déjà été donné (n° 15 fig. 5), consiste, au lieu de charger un véritable condensateur pour le décharger ensuite dans un circuit oscillant de décharge lequel réagit sur l'antenne, à remplacer les deux armatures de ce condensateur par l'antenne d'une part, (essentiellement composée d'un fil isolé à l'extrémité la plus éloignée de la source) et à la terre, d'autre part. Si l'on alimente cette antenne par une bobine d'induction, comme le faisait MARCONI, on a le schéma de la figure 13 où l'on a mis côte à côte le secondaire et le primaire pour plus de clarté dans le dessin et où l'on a représenté l'interrupteur de façon toute schématique. Le poste portatif d'Infanterie, dit PP4, est exactement monté d'après ce schéma. On monte aussi en excitation directe l'alternateur d'avion qui débite dans le primaire d'un transformateur dont le secondaire est relié d'une part à la masse de l'avion, d'autre part à l'antenne un peu spéciale d'avion qui se compose d'un fil tendu par un poids. Ce fil traverse la masse métallique de l'avion par l'intermédiaire d'un tube de matière isolante et est enroulé au repos sur un rouet. Une fiche permet de relier la borne haute tension du transformateur au rouet et à l'antenne (fig. 14).

Une bobine d'induction ou un alternateur d'avion peuvent également débiter

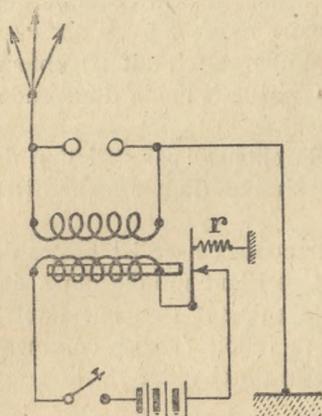


Fig. 13. — Schéma d'un poste à étincelles à excitation directe (poste portatif d'infanterie).
r : ressort de rappel de la palette de l'interrupteur primaire.

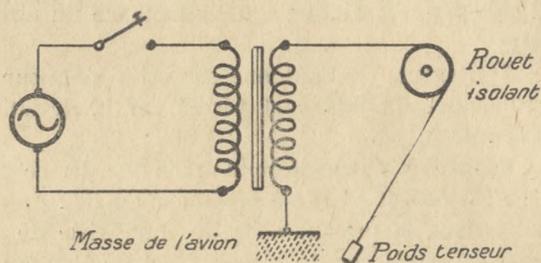


Fig. 14. — Schéma d'un poste émetteur d'avion à excitation directe. Le fil d'antenne traverse l'avion par l'intermédiaire d'un tube isolant.

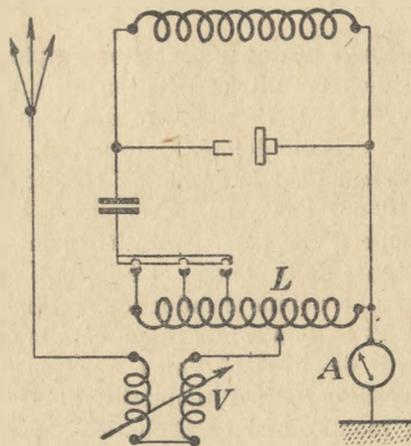


Fig. 15. — Schéma de principe d'un poste portatif d'infanterie à excitation indirecte.

V : variomètre pour réglage de l'antenne ;
 L : inductance à 3 prises donnant les ondes de 210, 270 et 350 mètres ;
 A : ampèremètre d'antenne ;
 (Le circuit d'alimentation qui comprend le primaire de la bobine le manipulateur, et la source de courant n'est pas représenté.)

sur une véritable capacité, laquelle se décharge ensuite dans un circuit oscillant agissant sur l'antenne par induction ou sur l'inductance duquel cette antenne est en dérivation. Il existe des postes portatifs de ce type dont le schéma est donné par la figure 15 et des circuits oscillants d'avion qui permettent de réaliser ce

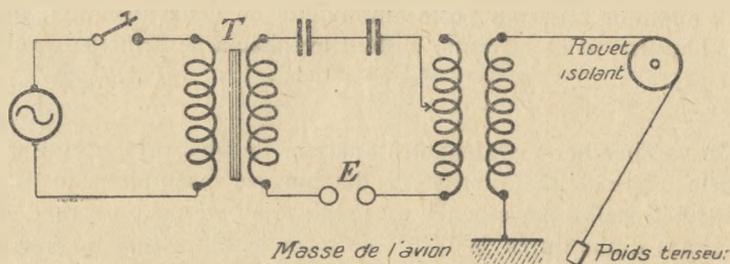


Fig. 16. — Schéma de principe d'un émetteur d'avion à excitation indirecte :
E : éclateur ; T : transformateur.

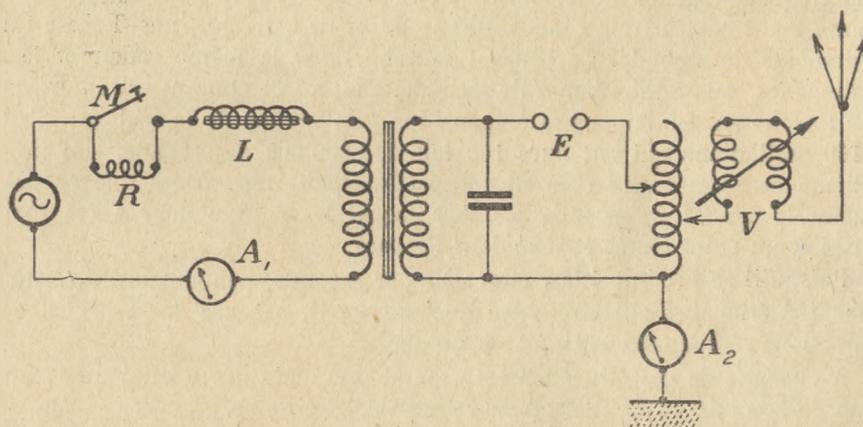


Fig. 17. — Schéma de principe du poste émetteur automobile de 2 kilowatts :
R : résistance court-circuitée par le manipulateur M ;
L : inductance variable pour réglage de la résonance primaire ;
E : éclateur ;
V : variomètre pour le réglage de la longueur d'onde de l'antenne ;
A₁, A₂ : ampèremètres.

montage indirect avec le même alternateur que celui qui donne le courant dans le montage direct. Le schéma de ce montage indirect d'avion qui correspond à des longueurs d'onde allant de 300 à 500 mètres est donné par la figure 16. L'éclateur employé dans ce montage d'avion est généralement un éclateur tournant calé

sur l'arbre de l'alternateur et donnant un très grand nombre d'étincelles par seconde. Par exemple : éclateur à 12 dents donnant pour une rotation de 75 tours seconde un nombre d'étincelles égal à 75×12 soit 900 par seconde.

Au contraire les postes d'Infanterie ont un éclateur fixe dont les deux électrodes sont un tube et un petit plateau. Le schéma du montage en excitation indirecte s'applique aussi au poste automobile de deux kilowatts, dont il a été parlé plus haut (n° 31 et suivants) et dont le schéma de principe est donné par la figure 17.

38. On va chercher maintenant à analyser de plus près ce qui se passe lorsqu'un poste à étincelles (alternateur d'avion par exemple), que l'on suppose donner 1.000 étincelles par seconde est employé à émettre un signal, par exemple un point Morse d'une durée de $1/10^{\text{me}}$ de seconde. On supposera que la longueur de l'onde émise est de 100 mètres.

Dire que cette longueur d'onde est de 100 mètres c'est dire que le courant qui traverse l'antenne quand le manipulateur est baissé et que l'étincelle éclate, a une fréquence égale à 3.000.000. On a en effet $\lambda = VT$. Si λ est égal à 100 mètres comme V est égal à trois cents millions de mètres, il faut que T égale un trois millionième de seconde. Ce courant reprend donc la même valeur et le même sens tous les trois millionièmes de seconde. De plus ce courant est amorti comme nous l'avons vu. On supposera (supposition très voisine de la réalité) qu'au bout de 100 oscillations qui ont duré 100 fois $1/3.000.000$ de seconde, soit un trente millième de seconde, ce courant est pratiquement nul. Alors que se passe-t-il pendant le $1/10^{\text{me}}$ de seconde pendant lequel le manipulateur a été maintenu abaissé et un point Morse envoyé dans l'espace.

Puisqu'il se produit 1.000 étincelles par seconde, pendant la durée du point Morse 100 étincelles ont jailli bien que notre œil, à cause de la persistance des impressions rétinienne, n'en ait vu qu'une.

A chacune de ces étincelles correspond une onde qui a duré un trente millième de seconde en oscillant à la fréquence 3 millions.

Les étincelles se produisent tous les millièmes de seconde, l'onde qui leur correspond s'éteint au bout d'un trente millième de seconde, il y a donc après la première étincelle qui a duré un trente millième de seconde, 29 trente millièmes de seconde pendant lesquels il ne passe plus rien dans l'antenne, puis la deuxième étincelle jaillit, donne son effet pendant un nouveau trente millième de seconde et ainsi de suite. La figure 18 dans laquelle les échelles n'ont pas été respectées, schématise ces résultats. On peut encore dire ceci : chacune des 100 étincelles qui ont jailli pendant le $1/10$ de seconde qu'a duré le point Morse a fourni un travail utile d'une durée de $1/30.000$ de seconde soit un temps utile total de $1/300$ de seconde. Comme le $1/10$ de seconde vaut $30/300$, il y a $29/300$

de silence pour $1/300$ d'effet utile. On voit donc que le rendement de cette façon d'émettre ne semble pas bien remarquable.

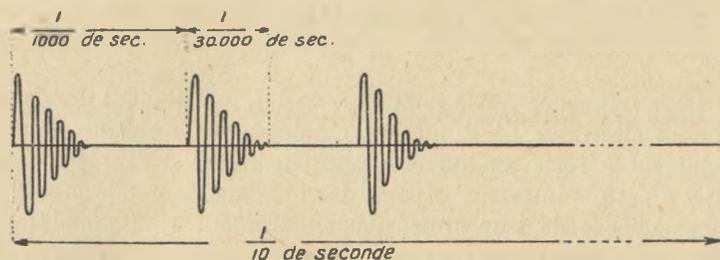


Fig. 18. — Représentation schématique d'une émission à étincelles (1000 étincelles par seconde, longueur d'onde 100 mètres. Emission d'un point Morse d'une durée de $1/10^e$ de seconde). L'échelle des grandeurs n'est pas respectée.

Si l'on considère maintenant ce qui se passe à la réception chaque série d'ondulation correspondant à chaque étincelle, chaque train d'ondes impressionne le téléphone après détection et lui donne une impulsion élémentaire qui se produit autant de fois par seconde qu'il y a d'étincelles. Le téléphone rend donc un son dont le nombre de vibrations est égal au nombre d'étincelles au départ. Avec l'exemple choisi on aura un son correspondant à la fréquence 1.000, c'est-à-dire un son déjà très aigu. En faisant varier le nombre de dents de l'éclateur tournant on modifie le son à la réception et l'on peut ainsi, même pour des émissions de même longueur d'onde, faire une différenciation à l'oreille, qui est commode à employer et a été effectivement réalisée pendant la guerre. On verra que pour les ondes entretenues le son que l'on entend dans le téléphone n'est plus réglé par l'émetteur mais par le dispositif récepteur. On peut donc sur place modifier ce son comme on le veut et notamment le régler sur la période propre du téléphone. Cela est un des nombreux avantages de l'onde entretenue.

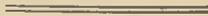
39. Enfin on terminera ce chapitre en indiquant ce que deviennent pour les courants haute fréquence la résistance et l'inductance telles qu'elles étaient définies pour des fréquences peu élevées. Ces quantités pour un conducteur donné, ou un enroulement donné, n'ont pas en effet la même valeur en basse et en haute fréquence. La capacité au contraire est indépendante de la fréquence sous réserve que la surface des armatures soit petite par rapport aux longueurs d'onde employées, ce qui est toujours le cas. On se rend compte des variations que subissent la résistance et l'inductance d'un conducteur donné lorsque ce conducteur est parcouru par un courant haute fréquence, en remarquant qu'un tel courant induit dans la masse du conducteur des courants de sens contraire qui neutralisent son effet. Tout se passe alors en ce qui concerne la résistance comme si le courant

était localisé dans une pellicule située à la surface du conducteur ; pellicule dont M. BOUCHEROT a donné l'épaisseur. Cette épaisseur est la suivante

$$z = \frac{1}{\sqrt{2\pi\mu C\omega}}$$

ou ω est lié à la fréquence par la relation $\omega = 2\pi f$, μ et C étant des caractéristiques magnétique et électrique de la matière employée. La résistance haute fréquence d'un conducteur à forte section est donc supérieure à sa résistance basse fréquence. Il y a parfois intérêt à ce point de vue à augmenter le périmètre des conducteurs aux dépens de leur dimension en profondeur, à prendre par exemple de la bande de cuivre et non du câble ou à composer les fils de fils élémentaires isolés les uns des autres et dont chacun ayant de faibles dimensions se trouve parcouru par le courant dans toute sa masse alors que l'effet pelliculaire jouerait pour un conducteur unique de section équivalente. Toutefois et notamment pour les ondes courtes d'autres phénomènes peuvent intervenir qui ont pour conséquence qu'il n'y a pas intérêt à employer des fils divisés, cette question est traitée plus en détail plus loin (3° fascicule, Résistances en haute fréquence) .

L'inductance dans un conducteur parcouru par un courant haute fréquence tend au contraire à diminuer mais de façon peu importante, car le flux magnétique produit par ce conducteur quand le courant haute fréquence le parcourt, est diminué du flux inverse produit par le courant de sens contraire qui naît par induction dans la masse du conducteur et donne un flux qui se soustrait du flux primitif. On ne fait ici qu'effleurer cette question qu'il a paru bon d'indiquer tout de suite car elle a des applications pratiques immédiates. Il en sera parlé plus longuement plus loin (3° fascicule). Il reste à retenir, que pour des fréquences très grandes et des conducteurs à section assez importante, la résistance peut augmenter beaucoup avec la fréquence, l'inductance diminue, mais dans de faibles proportions, la capacité reste pratiquement inchangée.



CHAPITRE II

ÉTUDE DE DEUX CIRCUITS OSCILLANTS FERMÉS RÉAGISSANT L'UN SUR L'AUTRE. COUPLAGE

40. Introduction. — Ce chapitre sera entièrement consacré à l'étude des phénomènes qui se produisent lorsqu'on fait agir un circuit oscillant dit primaire comme celui dont l'étude a fait l'objet d'une partie du 1^{er} chapitre sur un circuit du même genre (dit secondaire) (contenant une inductance et une capacité) ou sur un circuit ne contenant qu'une inductance bien qu'un tel circuit comme il sera dit plus loin est un peu fictif car il n'y a pas d'inductance sans capacité.

On a vu dans le premier chapitre comment se décharge une capacité dans un circuit comportant une inductance L et une résistance R . L'on a vu aussi en décrivant le premier poste de T. S. F. que l'on est amené presque immédiatement à envisager plusieurs circuits réagissant les uns sur les autres.

L'emploi de tels circuits, que l'on appelle des circuits couplés, donne un moyen très simple et très souple de transmettre et de modifier l'énergie que le poste de T. S. F. met en jeu.

On étudiera en ne donnant que les résultats, ce qui se passe lorsque 2 circuits seulement sont en présence.

On montrera ensuite les premières applications de cette théorie des circuits couplés. Emission par choc, établissement et application des courbes de résonance, principe des ondemètres.

On envisagera deux hypothèses dont la première sera étudiée plus en détail que la seconde et qui sont les suivantes : Ou bien le circuit oscillant primaire est le siège d'une onde plus ou moins amortie due à la décharge de sa capacité ou bien il est le siège d'une onde à amplitude constante, d'une onde entretenue, due soit à un alternateur intercalé dans le circuit soit (hypothèse d'un dispositif de réception à 2 circuits) à une émission lointaine d'ondes entretenues qui, comme

on le verra à propos de la réception, provoque une onde également entretenue dans le circuit qui reçoit le premier cette émission (circuit primaire).

On négligera dans ce deuxième cas la période d'établissement des courants, période pendant laquelle des ondes amorties propres aux circuits considérés se superposent au début, pour ensuite rapidement disparaître, aux courants à amplitude constante.

A) 1^{er} Cas. — Le circuit primaire est le siège d'une oscillation non entretenue

41. Rappel des résultats précédemment trouvés dans l'étude de la décharge d'un condensateur. — Si une capacité C chargée au préalable se décharge à travers un circuit de résistance R et d'inductance L, on observe pour une valeur de R suffisamment petite ($R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$) une décharge oscillante, c'est-à-dire que le courant qui égalise les potentiels de 2 armatures change un grand nombre de fois de sens avant de s'annuler au lieu de circuler simplement de l'armature positive à l'armature négative.

Si la résistance du circuit de décharge est suffisamment petite la période T de ce courant oscillant peut être prise égale à $2\pi\sqrt{LC}$. Par ailleurs l'amortissement du courant de décharge est mesuré par la quantité $\delta = \frac{R}{2L} T$ qui est égale au logarithme du rapport des valeurs des amplitudes consécutives du courant de décharge. Cette quantité δ s'appelle le décrement logarithmique.

42. Définition du couplage, couplage lâche, couplage serré. — Si à une distance convenable d'un premier circuit oscillant comportant une capacité C, une inductance L et parcouru par le courant le décharge de la capacité on place un deuxième circuit analogue contenant une capacité C', une inductance L' et dans lequel on intercale un instrument de mesure, on constatera que cet instrument de mesure dévie quand passe le courant oscillant qui décharge la capacité C. C'est là une conséquence directe du phénomène de l'induction. Quand 2 circuits oscillants sont ainsi disposés pour que le premier réagisse sur le second, ces circuits sont dits couplés.

Le premier circuit est dit primaire, le deuxième est le secondaire. Si les circuits sont disposés de façon que le courant du circuit secondaire réagisse à son tour sur le primaire de façon non négligeable, le couplage est dit serré ou fort. Si la réaction du secondaire sur le primaire est négligeable, le couplage est dit faible ou lâche.

Pour amener le circuit primaire à agir sur le secondaire on peut réaliser

différents montages dont les figures 19, 20 et 21 donnent le principe. La figure 19 représente un couplage magnétique ou par induction. Ce dispositif s'appelle aussi

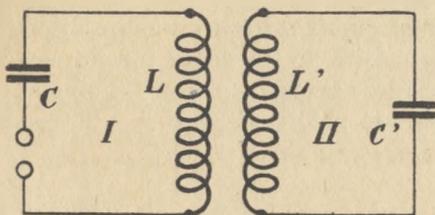


Fig. 19. — Couplage magnétique (montage Tesla).

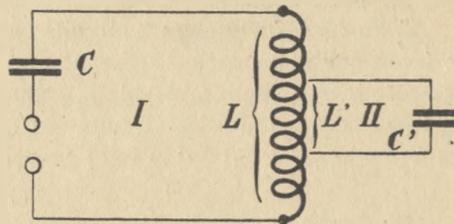


Fig. 20. — Couplage galvanique (montage Oudin).

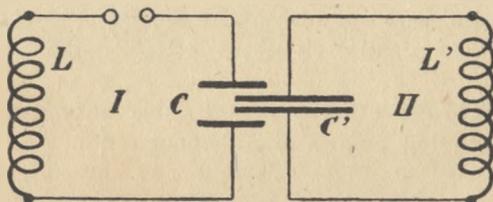


Fig. 21. — Couplage électrique.

montage TESLA. La figure 20 représente un couplage dit galvanique ou montage OUDIN. La figure 21 représente un couplage dit électrique ou par condensateur.

43. a) Etude du couplage serré. — Bien que l'on envisage dans tout ce qui va suivre (jusqu'au n° 57 inclus) le cas d'un circuit primaire parcouru par la décharge oscillante *amortie* de sa capacité on sera amené à étudier les deux cas suivants : Ou bien les circuits considérés ont un grand amortissement ou bien leur résistance est très faible et les courants qui les parcourent correspondent à des ondes qui restent toujours amorties mais dont l'amortissement peut être pratiquement négligé. Cela posé, on sait qu'un circuit oscillant constitué par exemple par une capacité C qui se décharge dans un circuit dont l'inductance est L et la résistance suffisamment petite est parcouru au moment de la décharge par un courant alternatif dont la période T est sensiblement égale à $2\pi\sqrt{LC}$. Ce courant alternatif engendre une onde dont la longueur $\lambda = VT = 2\pi\sqrt{V\sqrt{LC}}$. Dans le cas de la décharge d'un condensateur cette onde est amortie comme l'est le courant de décharge qui lui donne naissance. On considérera indifféremment dans tout ce qui va suivre soit le courant de décharge proprement dit, soit l'onde électromagnétique que ce courant produit.

On aura une idée assez complète de l'allure de ces courants si l'on peut donner leur période et la loi de leur amortissement, c'est-à-dire leur décrement logarithmique. De plus si on cherche à les comparer les uns aux autres il faudra voir s'ils sont ou non en phase.

Si l'on considère alors 2 circuits oscillants couplés serrés c'est-à-dire disposés de façon que le primaire réagissant sur le secondaire, le secondaire à son tour ait une action non négligeable sur le primaire, si les résistances de ces 2 circuits ne sont pas trop grandes les circuits ont respectivement des périodes T et T' égales pour le premier à $2\pi\sqrt{LC}$ et pour le second à $2\pi\sqrt{L'C'}$.

44. Deux cas sont à distinguer ou T égale T' ; ou T est différent de T' .

I. — $T = T'$ — Le premier cas est celui qui est pratiquement réalisé dans les montages de la T. S. F. On l'envisagera en premier lieu. On démontre et on vérifie que dans le cas de deux circuits accordés et en couplage serré, deux ondes naissent dans chacun des deux circuits considérés. On appellera I et II les deux ondes qui existent dans le premier circuit, I' et II' les deux ondes qui existent dans le second.

On a alors, en ce qui concerne les périodes, les amortissements, les phases, les résultats suivants qui sont donnés sans démonstration.

45. a) Périodes. — I et I' ont même période T_1 , II et II' ont même période T_2 .

Si l'on appelle K le rapport $\frac{M}{\sqrt{LL'}}$, (M coefficient d'induction mutuelle) on a très sensiblement

$$T_1 = T\sqrt{1+K} \quad T_2 = T\sqrt{1-K},$$

K est le coefficient d'accouplement d'autant plus grand que le couplage est plus serré. On voit que plus K (qui est toujours compris entre 0 et 1) est grand plus les deux périodes T_1 et T_2 sont différentes, plus les ondes I et II d'une part, I' II' d'autre part sont écartées. Ce résultat est très facile à mettre en évidence expérimentalement comme on le dira plus loin. Si au contraire K diminue, le couplage tend à devenir lâche et les deux ondes ont tendance à avoir des périodes de plus en plus voisines. Si les deux circuits ont une résistance petite, les 4 ondes sont très peu amorties. On démontre alors que c'est l'onde la plus courte, celle qui correspond à la plus grande fréquence, dont l'intensité a la plus grande amplitude. Dans chacun des deux circuits primaire et secondaire, les deux ondes (I et II ou I' et II') dont les périodes sont différentes, donnent lieu au phénomène dit des battements. On peut se faire une idée de ce phénomène, que l'on retrouvera plus tard quand on aura à parler de la réception des ondes entretenues (n° 126), de la façon suivante : Supposons qu'à un instant donné les deux oscillations I et II soient

en phase, c'est-à-dire que les maximums de même sens se produisent en même temps. Comme la période n'est pas la même pour les oscillations, quand l'une reprendra cette même valeur maximum, la seconde l'aura déjà dépassée ou ne l'aura pas encore atteinte. Ce décalage ira en augmentant jusqu'au moment où un maximum négatif de la deuxième oscillation correspondra au maximum positif de la première. L'onde résultante, somme des 2 précédentes, passera par un minimum à ce moment-là après avoir été maximum au moment qui avait été pris pour origine. La superposition de 2 ondes de période différente donne donc une

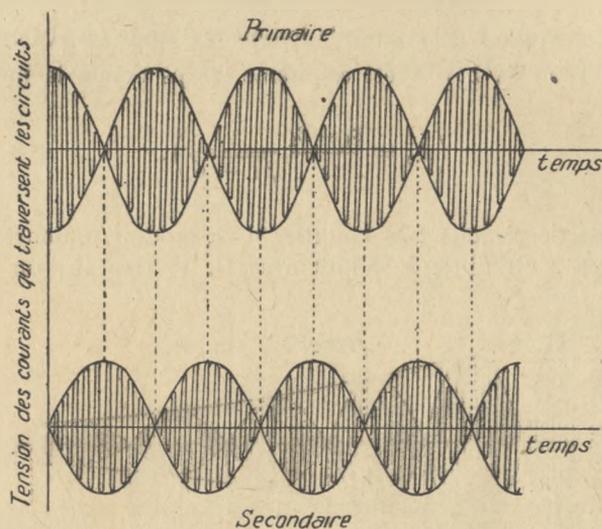


Fig. 22. — Phénomènes des battements. Transmission de l'énergie d'un circuit à l'autre. On a supposé les circuits très peu résistants et négligé l'amortissement des ondes.

onde résultante dont l'amplitude passe par des maxima et des minima successifs dont la fréquence, ainsi qu'on peut le démontrer, est égale à la différence de fréquence des oscillations composantes. Si l'on étudie le phénomène de près on constate que l'onde résultante est minimum dans le circuit primaire quand elle est maximum dans le secondaire et réciproquement. Il y a échange d'énergie d'un circuit à l'autre avec une fréquence d'autant plus grande que les fréquences des 2 ondes sont plus éloignées l'une de l'autre, c'est-à-dire leur période (inverse de la fréquence) plus éloignée également, autrement dit plus le couplage est serré (fig. 22).

46. β) Amortissements. — Nous supposons maintenant les amortissements de 2 circuits primaire et secondaire non négligeables. Si δ_1 et δ_2 sont les décr-

ments logarithmiques des 2 circuits supposés indépendants l'un de l'autre, on a même décrement pour les ondes I et I' d'une part, II et II' d'autre part.

La valeur de ce décrement commun est sensiblement égale à :

$$\Delta_1 = \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} \frac{1}{\sqrt{1+K}} \text{ pour les ondes I et I'}$$

$$\Delta_2 = \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} \frac{1}{\sqrt{1-K}} \text{ pour les ondes II et II'}$$

L'onde I ou I' qui a la plus grande longueur d'onde ou si l'on préfère la plus grande période $T_1 = T\sqrt{1+K}$ est en même temps l'onde la moins amortie

$$\left(\Delta_2 = \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} \frac{1}{\sqrt{1+K}} \right)$$

Dans l'hypothèse de circuits très amortis, il se produit toujours des battements dans chacun des 2 circuits ; I battant avec II, I' avec II', on constate encore

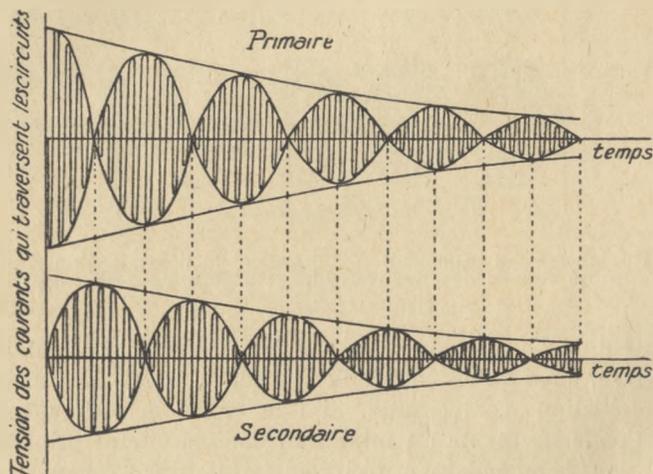


Fig. 23. — Phénomènes des battements. Cas de circuits très résistants parcourus par des courants dont l'amortissement ne peut plus être négligé.

comme dans le cas précédemment étudié que le maximum de l'onde résultante dans le circuit primaire correspond au minimum de l'onde résultante dans le circuit secondaire. Il y a encore échange d'énergie du primaire au secondaire mais l'énergie échangée s'affaiblit d'autant plus rapidement que les circuits sont

plus amortis et plus aptes par conséquent à dissiper de l'énergie par effet Joule dans les résistances (fig. 23).

47. On peut illustrer les phénomènes qui viennent d'être décrits par une analogie mécanique qui est la suivante : prenons deux pendules réunis par un lien élastique. On les attachera simplement en 2 points AB d'un fil lui-même fixé en 2 points fixes C et D. Nous supposons que ces pendules soient de même longueur, leur oscillation se fera donc dans le même temps. Si l'on écarte le premier de ces pendules de sa position d'équilibre perpendiculairement au fil qui les réunit et qu'on le laisse osciller librement, on constate que son énergie se transmet petit à petit au 2^e pendule qui entre peu à peu en oscillation au fur et à mesure que le

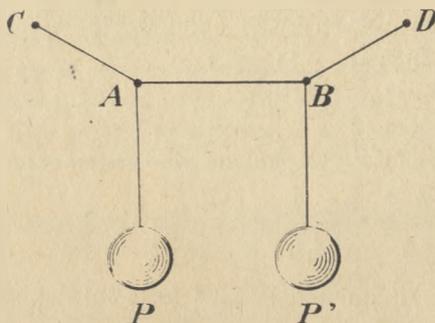


Fig. 24. — Les deux pendules P et P' réunis par un lien élastique AB transmettent de l'un à l'autre l'énergie qu'on a fournie au début à l'un d'eux en l'écartant de sa position d'équilibre.

premier ralentit son mouvement. Il vient un moment où le premier pendule reste complètement immobile ; toute l'énergie qui lui a été communiquée au début ayant passé au second qui décrit une oscillation d'amplitude presque égale à celle d'où l'on était parti. Puis le phénomène reprend en sens inverse, le deuxième pendule ralentissant son mouvement au fur et à mesure que le premier se remet en branle. On a ainsi un transfert successif d'énergie d'un pendule à l'autre, l'énergie se dégradant petit à petit par frottement. Les 2 pendules ainsi reliés par un lien élastique sont tout à fait assimilables aux deux circuits oscillants reliés par un couplage électromagnétique et dont la théorie complète conduit aux résultats qui ont été énumérés plus haut.

48. γ) Phases. — On peut se demander comment à un instant quelconque les 4 courants correspondant aux 4 ondes I II du primaire I' II' du secondaire, se trouvent disposés l'un par rapport à l'autre quant à leur phase. On trouve que les courants I et I' qui correspondent aux ondes longues sont sensiblement en opposition, les courants II et II' correspondant aux ondes courtes sont sensiblement en phase.

Il en résulte que si à un moment donné I et II sont en phase, ce qui correspond à l'onde résultante (c'est-à-dire à l'énergie maximum dans le circuit primaire), I' et II' respectivement en phase et en opposition avec I et II sont en opposition entre eux, ce qui correspond bien à l'onde résultante (c'est-à-dire à l'énergie minimum dans le secondaire).

49. δ) Résumé des résultats trouvés ci-dessus. — 2 circuits accordés et couplés serrés sont parcourus chacun par deux ondes (I et II pour le primaire, I' et II' pour le secondaire). Si T est la période commune des circuits dont la résistance est supposée suffisamment petite, si δ_1 , δ_2 sont leur amortissement, si l'on appelle K le coefficient d'accouplement $\frac{M}{\sqrt{LL'}}$, on a sensiblement les résultats suivants :

I et I' ont même période $T_1 = T\sqrt{1+K}$, même amortissement

$$\Delta_2 = \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} \frac{1}{\sqrt{1+K}}$$

et sont sensiblement en opposition.

II et II' ont même période $T_2 = T\sqrt{1-K}$, même amortissement

$$\Delta_2 = \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} \frac{1}{\sqrt{1-K}}$$

et sont sensiblement en phase.

Ce sont les ondes courtes II et II' qui ont la plus forte intensité en même temps que le plus fort amortissement.

Enfin dans chaque circuit l'onde courte produit avec l'onde longue le phénomène des battements, ce qui se traduit par une onde résultante dont l'amplitude est maximum dans un des circuits quand elle est minimum dans l'autre. La signification physique du phénomène c'est qu'il y a transport d'énergie du primaire au secondaire et réciproquement.

50. II. — T différent de T', les 2 circuits primaire et secondaire ne sont pas accordés.

Dans cette hypothèse les phénomènes restent de même nature. Il naît encore 2 ondes dans chacun des 2 circuits, l'une correspond à une période supérieure à la plus grande des périodes des 2 circuits, l'autre à une période inférieure à la plus petite de ces 2 périodes.

51. b) Etude du couplage lâche. — Prenons maintenant le cas de 2 circuits dont le couplage est faible ou lâche. Par définition le primaire réagit sur le secondaire, mais ce dernier ne réagit pas sur le primaire ou du moins on peut négliger cette réaction et admettre que le primaire se trouve ainsi dans les mêmes condi-

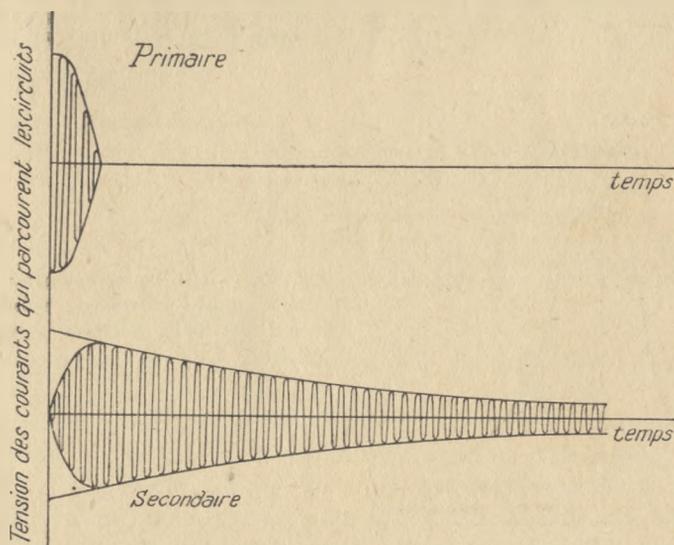
tions que s'il existait seul. On peut encore distinguer deux cas : ou bien les deux circuits ont des périodes différentes, ou bien ils sont accordés et ont même période.

52. 1° Les deux circuits ont des périodes différentes. — Le primaire vibre pour son compte avec sa fréquence et son amortissement propre. Le secondaire est le siège de deux oscillations, l'une forcée qui a même période et même décrement logarithmique que le primaire, l'autre libre qui a même période et même décrement que le secondaire.

Si donc l'une des 2 oscillations du secondaire a un amortissement négligeable et que l'autre soit beaucoup plus amortie, cette dernière finit par disparaître et le secondaire reste le siège d'une seule onde.

53. 2° Les deux circuits sont accordés. — Les phénomènes ne sont pas essentiellement différents. Le primaire vibre encore avec sa période et son amortissement propre. Le secondaire qui a même période que le primaire est le siège de deux oscillations de même période, mais que le calcul montre être déphasées de 180° . L'une de ces oscillations a le décrement du primaire, c'est l'oscillation forcée, l'autre le décrement du secondaire, c'est l'oscillation propre.

54. c) Application de l'accouplement serré. Poste émetteur à impulsion ou à choc. — On a vu que dans le cas de deux circuits couplés serrés, l'énergie



25. — Excitation par choc. Le primaire est coupé ou rendu très résistant dès qu'il a transmis son énergie au secondaire. Le secondaire vibre comme s'il était seul.

passé du primaire au secondaire, pour revenir du secondaire au primaire et ainsi de suite. Si l'on peut empêcher le retour de l'énergie au circuit primaire en coupant ce dernier ou en le rendant extrêmement résistant, le secondaire garde l'énergie que le primaire lui a communiquée et se met à vibrer pour son propre compte avec sa période et son amortissement propre (fig. 25). Tous se passe comme si le primaire n'existait plus. De tels postes où le primaire fournit son énergie pendant un temps juste suffisant pour déclencher les oscillations secondaires, s'appellent postes à choc ou à impulsion. On peut par exemple les réaliser en déchargeant le condensateur du circuit primaire à l'aide d'un éclateur mobile qui ouvre le circuit dès que l'étincelle a jailli pendant assez longtemps pour que toute l'énergie ait passé au secondaire. On utilise aussi des éclateurs à étincelles fractionnées qui amortissent beaucoup le circuit primaire.

55. d) Application de l'accouplement lâche. Courbes de résonance. Ondemètres. — Si l'on considère 2 circuits couplés lâchement, on vient de voir que le

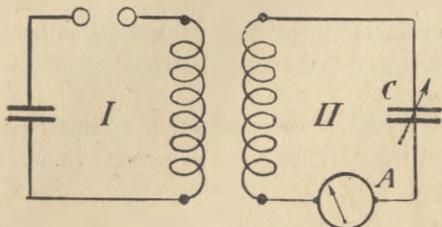


Fig. 26. — Détermination d'une courbe de résonance. En agissant sur la capacité variable C du circuit secondaire, on fait dévier plus ou moins l'ampèremètre A et l'on peut établir la courbe du courant qui traverse le circuit II sous l'action du circuit I en fonction de la période du circuit II (on peut aussi mettre l'instrument de mesure dans un 3^e circuit sans capacité sur l'inductance duquel agit le circuit II qui se trouve ainsi moins amorti).

*Intensité efficace
indiquée par l'appareil
de mesure*

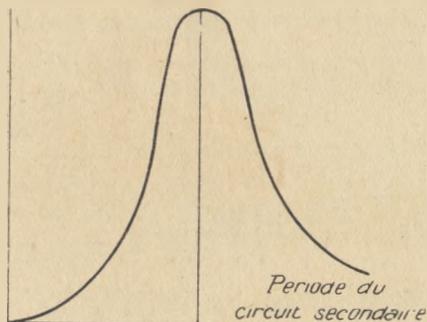


Fig. 27. — Courbe de résonance. Le maximum de la courbe correspond sensiblement à l'accord des deux périodes primaire et secondaire.

secondaire est parcouru par 2 ondes : L'une libre, l'autre forcée. Si l'on cherche à se rendre compte de l'intensité efficace qui passe dans le circuit secondaire, par

exemple en y intercalant un ampèremètre thermique (fig. 26), ou mieux (pour ne pas amortir le circuit) en le faisant agir sur un 3^e circuit contenant ce thermique, on constate que cette intensité est maximum quand les 2 circuits primaire et secondaire ont sensiblement même période. Si l'on modifie la période du secondaire en agissant par exemple sur sa capacité, on peut tracer une courbe ayant la période pour abscisse et des ordonnées proportionnelles aux intensités efficaces indiquées par l'instrument de mesure. Cette courbe est dite courbe de résonance (fig. 27). On constate que la forme de cette courbe dépend d'une part du couplage et de l'autre de l'amortissement des circuits. Plus la moyenne des amortissements est grande plus la courbe est aplatie, elle est également d'autant plus pointue, toute chose égale d'ailleurs, que le couplage est plus lâche.

L'établissement et l'étude de courbe de résonance sont très importants en radiotélégraphie. Ils permettent en particulier de déterminer la fréquence d'un circuit comme on va le voir en parlant de l'ondemètre. Ils permettent aussi de déterminer la résistance d'un circuit oscillant.

Si l'on trace les diverses courbes de résonance que l'on obtient en partant d'un couplage infiniment lâche jusqu'à un couplage serré, on constate les phénomènes suivants. Si l'on part de 2 circuits tellement éloignés l'un de l'autre que leur action soit négligeable et qu'on rapproche les 2 circuits tout en maintenant le couplage très lâche, on obtient des courbes dont l'ordonnée maximum augmente sans que la courbe s'aplatisse, puis quand le couplage cesse d'être lâche les courbes s'aplatissent de plus en plus et l'on finit pour un couplage assez serré par obtenir les 2 maxima qui correspondent aux 2 ondes qui se produisent dans chaque circuit pour ce couplage.

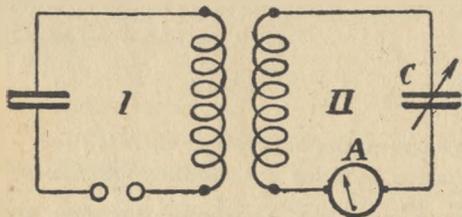


Fig. 28. — Représentation schématique de la mesure de la longueur d'onde d'un circuit émetteur. I. Circuit d'émission. II. Circuit schématique de l'ondemètre. Le maximum de déviation de l'instrument de mesure A correspond à l'accord des périodes des deux circuits, accord réalisé par variation de la capacité C.

56. Un ondemètre n'est pas autre chose qu'un circuit oscillant sur la période duquel on peut agir grâce à une capacité variable. Un indicateur d'intensité de courant permet de se rendre compte du moment où ce circuit se trouve accordé sur le circuit dont on cherche la période et qu'il y a lieu d'accoupler lâchement avec le circuit de l'ondemètre. La fig. 28 représente le schéma de la mesure de la longueur d'onde d'un poste émetteur. On agit sur la capacité variable de l'ondemètre jusqu'au moment où l'ampèremètre donne la déviation maxima. Le circuit de l'ondemètre a été étalonné au préalable et on sait à quelle longueur

d'onde correspond chaque position de la capacité variable. On remplace souvent l'appareil thermique par un dispositif à détecteur et à téléphone sur lequel agit le circuit étalonné. On perçoit très bien le maximum d'audition qui correspond à l'accord de l'ondemètre sur l'onde à mesurer. Il vous sera parlé plus longuement des ondemètres (3^e fascicule, ondemètres) dont le principe seul est donné dans le présent chapitre.

57. e) Action d'un circuit oscillant sur un circuit dépourvu de capacité.

— On a dit que l'on était amené, notamment pour l'établissement des courbes de résonance, à faire agir un circuit oscillant sur un circuit sans capacité et contenant uniquement une inductance (sur laquelle agit l'inductance du circuit) et l'instrument de mesure. On va donner les résultats de l'étude de l'action d'un circuit oscillant sur un tel circuit dépourvu de capacité que l'on appelle circuit apériodique (1).

Deux cas sont à distinguer. Ou le couplage est extrêmement lâche, ou il n'est pas extrêmement lâche.

Dans le premier cas, le primaire vibre comme s'il était seul. Si on admet que ses oscillations sont amorties, il produira dans le secondaire des oscillations de même période et de même amortissement et à ces oscillations se superpose un courant non oscillant, amorti, propre au secondaire. C'est en somme un résultat très analogue à celui du secondaire oscillant. Le secondaire apériodique est parcouru par deux courants, l'un qui a les caractéristiques de l'oscillation primaire, l'autre non oscillant qui est le courant propre du secondaire.

Si le couplage n'est pas extrêmement lâche le secondaire réagit sur le primaire et l'on démontre que dans ce cas il se produit une augmentation apparente de la résistance primaire et une diminution apparente de la self. D'où augmentation de la fréquence et de l'amortissement de ce primaire. Pour le secondaire résultat analogue à ce qui se passe dans le 1^{er} cas.

B) 2^e Cas. — Le circuit primaire est le siège d'une oscillation entretenue due par exemple à la réception d'une émission à ondes entretenues lointaines

58. Action d'une oscillation entretenue produite à grande distance sur deux circuits couplés. — (Régime permanent. On néglige les oscillations propres amorties des deux circuits qui disparaissent rapidement).

C'est le cas d'une réception de T. S. F. où une oscillation, par exemple entretenue, agit sur une antenne ou sur un cadre, lequel est accouplé à un circuit secondaire qui ne subit qu'une action directe négligeable du fait de l'émission

(1) En réalité comme il a été dit plus haut il n'existe pas de circuits apériodiques, en particulier parce qu'on ne peut pas réaliser d'inductance qui n'ait pas en même temps une capacité. Les résultats donnés dans le présent paragraphe ne peuvent donc être considérés que comme une approximation.

lointaine. On démontre que les deux circuits sont parcourus par une oscillation forcée qui a la période de l'onde entretenue qui arrive et qu'il existe un couplage optimum entre primaire et secondaire donnant une intensité maximum dans le circuit secondaire.

Si l'on analyse le phénomène d'un peu plus près on arrive aux résultats suivants que le calcul permet d'établir et l'expérience de vérifier.

Si l'on part d'un couplage *très serré* des deux circuits on constate qu'il existe deux valeurs des capacités de réglage pour lesquelles on a une intensité maximum dans chacun des circuits.

Lorsqu'on diminue progressivement le couplage, on constate qu'il existe un couplage optimum pour lequel les deux valeurs des capacités qui donnaient pré-

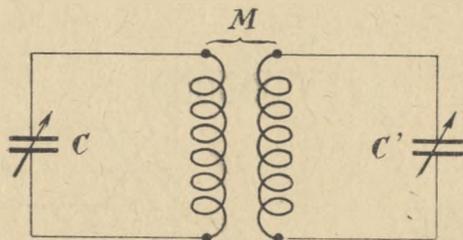


Fig. 29. — Accord de 2 circuits de réception sur une onde entretenue lointaine.

cédemment l'accord se réduisent à une seule. Ce couplage optimum est défini par la relation

$$M\omega = \sqrt{R_1 R_2}$$

M étant le coefficient d'induction mutuelle des deux circuits (fig. 29),

ω la pulsation de l'onde entretenue que l'on suppose actionner ces circuits ($\omega = 2\pi f$),

$R_1 R_2$ désignent les résistances respectives des deux circuits supposés accordés sur l'onde à recevoir.

L'intensité de réception dans les deux circuits reste la même que pour un couplage plus serré.

Enfin si l'on continue à diminuer le couplage on trouve toujours un accord unique mais l'intensité du courant de réception diminue.

Le point intéressant à retenir c'est que l'intensité de réception qui correspond au couplage optimum n'est pas accrue quand on serre le couplage ce qui a par ailleurs l'inconvénient de diminuer la syntonie puisque l'on trouve deux positions d'accord.

59. Expériences faites au cours. — Pour clore ce chapitre on décrira deux expériences qui ont été faites devant les auditeurs et qui illustrent la théorie du couplage

L'une est relative à un couplage serré, l'autre à un couplage lâche.

60. a) Montage de deux circuits en couplage serré. — On fait débiter un petit alternateur d'avion dans un circuit oscillant dont l'inductance en spirale agit sur une inductance analogue que l'on peut coupler plus ou moins serrée avec elle et qui forme circuit oscillant avec une capacité réglable (fig. 30).

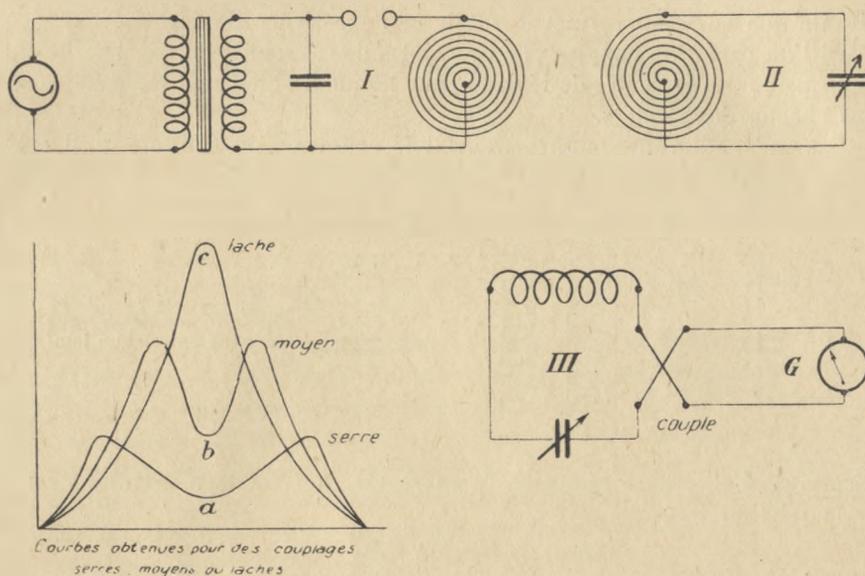


Fig. 30. — Etablissement de courbes de résonance à l'aide d'une émission à étincelles (circuit I) couplée plus ou moins serrée avec un circuit oscillant II. Un circuit d'ondemètre (circuit III) en couplage lâche avec les 2 circuits précédents permet à l'aide d'un couple et d'un galvanomètre de déterminer les courbes *a*, *b*, *c* qui correspondent à des couplages serré, moyen, lâche.

En couplage lâche avec ce système est un ondemètre à capacité variable dans lequel est intercalé un couple thermo électrique. Ce couple, lorsqu'il est chauffé par le courant qui traverse le circuit de l'ondemètre, donne un courant continu qui fait dévier un galvanomètre, la déviation du galvanomètre étant proportionnelle au carré de l'intensité qui traverse le couple.

On constate, en faisant une courbe ayant la déviation du galvanomètre comme ordonnée et la valeur de la capacité variable de l'ondemètre pour abscisse que cette courbe présente deux maxima quand le couplage est très serré, lorsqu'on prend un couplage de moins en moins serré ces deux maxima tendent vers un maximum unique très aplati d'abord puis de moins en moins aplati.

61. b) Montage de deux circuits en couplage lâche. — Le premier circuit est une hétérodyne qui donne une onde entretenue de fréquence bien déterminée.

Une bobine reliée à cette hétérodyne agit sur un 2^e circuit à capacité variable. Un dispositif comprenant un voltmètre spécial et un galvanomètre permet de tracer comme dans la 1^{re} expérience la courbe de résonance (fig. 31).

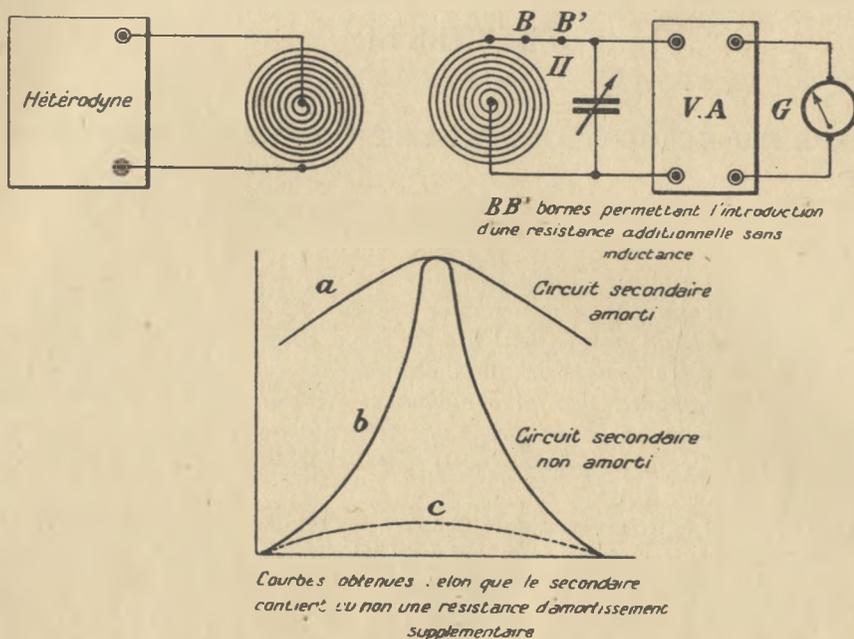


Fig 31. — Etablissement de courbes de résonance à l'aide d'une émission à ondes entretenues (hétérodyne) en couplage lâche avec un circuit oscillant variable (circuit II) aux bornes de la capacité duquel est monté un instrument de mesure (voltmètre amplificateur et galvanomètre). Si l'on introduit une résistance supplémentaire R dépourvue d'inductance dans le circuit II la courbe de résonance s'aplatit. Les courbes a et b sont les courbes de résonance obtenues avec le même circuit II dans lequel a été intercalée ou non une résistance supplémentaire importante. On a amplifié l'ordonnée de la courbe a pour pouvoir mieux comparer les deux courbes. La courbe en pointillé c correspond aux intensités réellement lues au galvanomètre quand le circuit II, sans que sa période fut changée, était rendu plus résistant. (BB' bornes permettant l'introduction dans le circuit II d'une résistance supplémentaire sans inductance.)

On constate que la courbe est d'autant plus pointue que le couplage est plus lâche. Si l'on introduit dans le circuit secondaire une résistance, la courbe s'aplatit immédiatement. On peut ainsi constater que la résonance est d'autant plus aiguë que le couplage est plus lâche et les circuits moins amortis.

CHAPITRE III

ÉTUDE DU CIRCUIT OSCILLANT OUVERT. L'ANTENNE

62. L'objet du présent chapitre est l'étude élémentaire des antennes. On montrera d'abord comment pour rayonner une énergie suffisante il a fallu remplacer le circuit oscillant fermé, dont il a été parlé jusqu'à présent, par un oscillateur ouvert. On verra ensuite de quels phénomènes cet oscillateur est le siège quand on le fait parcourir par un ébranlement électromagnétique. Enfin après avoir défini les constantes électriques d'une telle antenne on décrira sommairement les types d'antenne les plus courants tant à l'émission qu'à la réception.

63. Si l'on fait agir à très grande distance les oscillations qui parcourent un circuit oscillant fermé comme ceux qui ont été étudiés jusqu'ici sur un autre circuit récepteur analogue, les deux circuits seront en couplage infiniment lâche et l'effet produit sera infiniment faible. Si l'on ouvre le circuit fermé émetteur

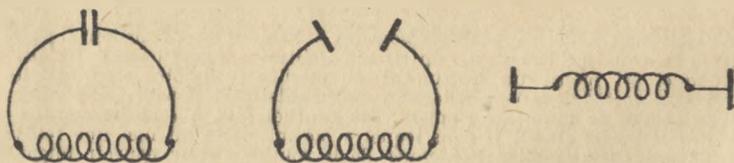


Fig. 32, 33, 34. — Passage schématique d'un circuit fermé à un circuit ouvert.

en écartant l'une de l'autre les deux armatures de la capacité jusqu'à lui donner la forme de la figure 34, c'est-à-dire celle d'un fil que l'on peut ensuite allonger à volonté, on constate que l'effet rayonnant, c'est-à-dire l'action à distance sur un circuit de réception est beaucoup plus intense que lorsque le circuit était fermé. On peut donner une explication sommaire du phénomène par les considérations suivantes : quand c'est un circuit fermé qui rayonne (fig. 35) à chaque élément ab du circuit correspond un élément cd dont l'action sur un point éloigné est

à chaque instant insensiblement égale et de sens contraire à celle d' ab , cela étant d'autant plus vrai que les dimensions du circuit oscillant sont plus petites par

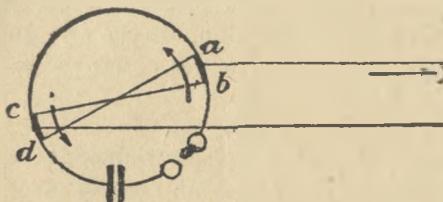


Fig. 35. — Un circuit fermé rayonne mal à grande distance. Les éléments ab et cd ont des actions à distance qui se compensent en un point X très éloigné de l'émission.

rapport à sa distance au point où l'on étudie son action. Si au contraire c'est un fil rectiligne, une antenne qui rayonne, tous les éléments sont parcourus à un instant donné par un courant de même sens et leurs actions élémentaires sur un point éloigné s'ajoutent.

64. L'expérience montre qu'un fil rectiligne parcouru par un ébranlement électromagnétique a une période d'oscillation bien déterminée correspondant à une oscillation dite fondamentale, à laquelle peuvent se superposer d'ailleurs d'autres oscillations dont les périodes sont dans un rapport simple avec celle de la fondamentale et qu'on appelle des harmoniques. Nous définirons plus loin par analogie avec ce qui se passe dans un circuit oscillant fermé, ce qu'on peut appeler résistance, inductance, capacité d'un circuit oscillant ouvert, d'une antenne. Mais la différence fondamentale qu'il y a entre un oscillateur fermé et une antenne, c'est que dans cette dernière, à un moment donné, ni le courant ni la tension n'ont une même valeur en tous les points. C'est ainsi qu'à un moment quelconque, une antenne, par exemple filiforme et dont une extrémité est isolée, l'autre à la terre, est le siège d'un phénomène électrique donnant lieu à une intensité de courant nulle au point isolé et maximum au point où l'antenne est à la terre. Une telle antenne est le siège d'ondes dites stationnaires dont une analogie mécanique va nous permettre de comprendre la formation.

65. Mais avant de parler de cette analogie, il n'est pas inutile d'indiquer les résultats que l'on obtient en étudiant mathématiquement l'effet d'un ébranlement électromagnétique sur un fil rectiligne dont la capacité, la résistance et l'inductance sont réparties de façon homogène ⁽¹⁾. Si ce fil est indéfini on démontre

(1) Jusqu'ici on a considéré les capacités sous la forme de condensateurs à deux armatures. On va être amené à envisager à présent la capacité comme liée à la propriété des corps bons

que l'état électrique d'un point du fil situé à une distance x de l'origine est au temps t le même que si deux perturbations parties de l'origine au temps 0 avaient parcouru le fil chacune en sens opposé et avec la vitesse de la lumière. Si au lieu d'un fil indéfini on a un fil isolé à un bout, à la terre à l'autre, tout se passe comme si la seconde perturbation n'était autre chose que la première réfléchie au point isolé et ayant changé de sens du fait de cette réflexion. On va voir que l'on arrive de la sorte à une explication simple du phénomène des ondes stationnaires.

66. Pour se rendre compte du phénomène on peut remplacer l'antenne par une longue corde fixée à l'une de ses extrémités, par exemple à un crochet planté dans un mur et dont l'autre extrémité peut recevoir un ébranlement produit à la main. Si l'on donne une secousse et une seule à la corde, on verra une onde se propager jusqu'au point fixe avec une certaine vitesse puis cette onde reviendra sur elle-même après réflexion en ce point. Si au lieu d'une secousse unique, on donne à l'extrémité libre de la corde un mouvement alternatif de période T (T étant l'espace de temps qui sépare deux moments consécutifs où la main qui remue la corde occupe la même position dans l'espace), on verra la corde parcourue par une série d'oscillations de période T . Ces oscillations se réfléchissent quand elles arrivent au point fixe, l'oscillation réfléchie se superposant à l'oscillation incidente. Comme la somme de ces deux oscillations est toujours nulle au point fixe, il en résulte que l'oscillation réfléchie en ce point doit avoir même valeur absolue que l'oscillation incidente et être de signe contraire. Par ailleurs la longueur λ de l'oscillation complète qui parcourt la corde est donnée, comme pour les ondes électromagnétiques, par la formule $\lambda = VT$. V étant la vitesse avec laquelle l'ondulation que l'on a imprimée à la corde se déplace le long de cette corde. Prenons comme origine des temps le moment où une onde arrive au point fixe dans les conditions indiquées par la figure 36 a. Au temps $\frac{T}{4}$ l'onde a glissé d'un $\frac{1}{4}$ de sa longueur et on a la figure 36 b.

Au temps $\frac{T}{2}$ l'onde a glissé d'une $\frac{1}{2}$ longueur et on a la figure 36 c.

Au temps $3 \frac{T}{4}$ l'onde a glissé depuis l'origine de $\frac{3}{4}$ de sa longueur et on a la figure 36 d.

conducteurs de pouvoir se charger d'électricité. C'est en considérant la capacité d'un corps conducteur comme liée à cette propriété que l'on peut parler de capacité d'un fil ou d'une antenne. Il est évident qu'un fil très long pourra prendre une charge d'autant plus grande qu'il sera plus long d'où la notion de capacité également répartie (voir aussi 1^{er} fascicule n^o 115). L'inductance d'un fil devra également être considérée comme liée à la propriété qu'ont les corps conducteurs de créer autour d'eux un champ magnétique quand un courant électrique les traverse. La notion d'inductance n'est donc pas nécessairement liée à un circuit fermé. Un fil rectiligne qui crée lui aussi un champ magnétique autour de lui quand un courant le traverse peut être considéré comme ayant une inductance également répartie sur toute sa longueur.

Au temps T on retrouve la figure 36 a.

Si l'on cherche maintenant à se rendre compte de la forme de l'onde réfléchie on la trouve facilement en se rappelant qu'elle a même vitesse et par suite même longueur d'onde que l'onde incidente et qu'au point de réflexion son amplitude a même valeur mais est de sens opposé.

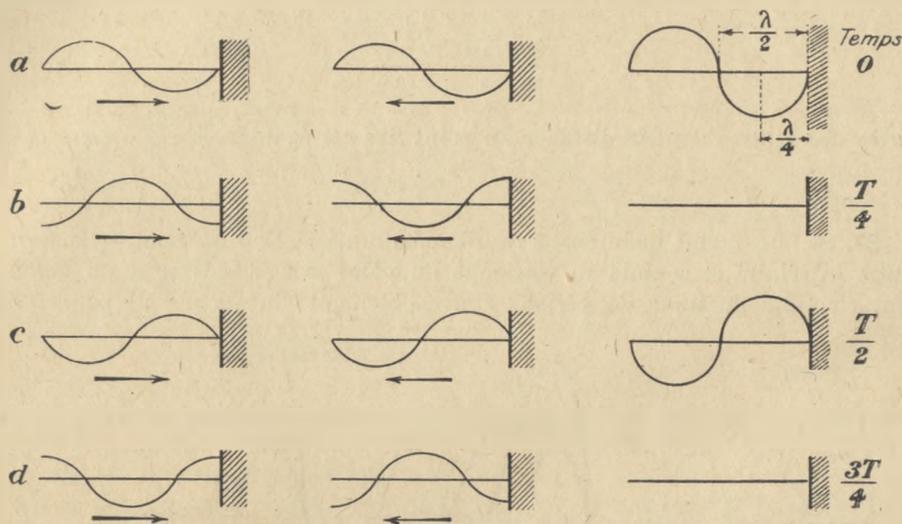


Fig. 36, 37, 38. — Phénomène des ondes stationnaires.
 La figure 36 représente l'onde incidente, la figure 37 l'onde réfléchie.
 la figure 38 la superposition des 2 ondes

A l'instant $\frac{T}{4}$ par exemple l'onde réfléchie a la forme de la figure 37 b. De la forme de l'onde réfléchie à l'instant $\frac{T}{4}$ on déduit facilement sa forme à l'instant 0, à l'instant $\frac{T}{2}$, à l'instant $\frac{3T}{4}$ en la faisant glisser du quart ou de la moitié de sa longueur comme il a été expliqué pour l'onde incidente.

Si maintenant on superpose l'onde incidente et l'onde réfléchie on obtient les figures 38. Aux temps $\frac{T}{4}$ et $\frac{3T}{4}$ l'amplitude de l'onde résultante est nulle en tous les points de la corde. Aux temps 0 et $\frac{T}{2}$ l'amplitude est nulle au point fixe, au point situé à une distance du point fixe égale à $\frac{\lambda}{2}$ et $\frac{2\lambda}{2}$ et plus généralement $\frac{n\lambda}{2}$ (si l'on considère toute la suite des ondes qui parcourent la corde).

L'amplitude est au contraire maximum à des distances du point fixe égales à

$$\frac{\lambda}{4}, \frac{3\lambda}{4} \dots (2n + 1) \frac{\lambda}{4}.$$

La corde vibre avec des nœuds qui sont à des distances du point fixe égales à

$$\frac{\lambda}{2}, \frac{2\lambda}{2} \dots \frac{n\lambda}{2}$$

et avec des ventres dont la distance au point fixe est égale à $\frac{\lambda}{4}, \frac{3\lambda}{4} \dots (n + 1) \frac{\lambda}{4}$.

67. Si l'on prend maintenant un fil métallique isolé à un bout, à la terre à l'autre extrémité et soumis au voisinage du point mis à la terre à un ébranlement électromagnétique de période convenablement choisie, ce fil pourra être

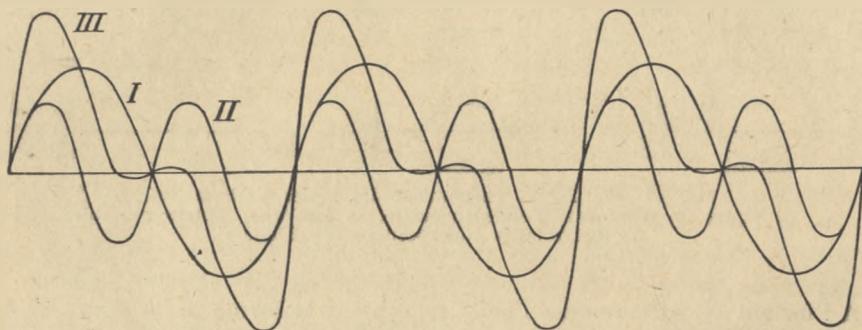


Fig. 39. — La courbe III dont la forme est assez éloignée de celle d'une sinusoïde se décompose en deux sinusoïdes élémentaires : onde fondamentale (courbe I) harmonique 2 de fréquence double (courbe II).

considéré comme parcouru par deux ondes dont la seconde est l'onde de retour de la première, après réflexion à l'extrémité isolée. Au point isolé l'intensité du courant qui traverse le fil est nulle, au point à la terre cette intensité est maximum, la longueur du fil entre ces 2 points est donc par analogie avec ce que l'on vient de voir pour la corde vibrante, un nombre impair de fois $\frac{\lambda}{4}$. Si l est la longueur du fil on pourra avoir dans l'antenne toute une série d'ondes dont les longueurs seront

$$\lambda_1 = 4l \quad \lambda_2 = \frac{4}{3}l \quad \lambda_3 = \frac{4}{5}l \dots \quad \lambda_{2n+1} = \frac{4}{2n+1}l.$$

Ces ondes sont les harmoniques $3 \ 5 \dots 2n + 1$ de l'onde λ_1 , qui s'appelle l'onde fondamentale correspondant à l'antenne filiforme considérée (1).

Si l'on se borne à envisager cette onde fondamentale, l'intensité qui lui correspond est nulle au point isolé, maxima au point à la terre, au contraire le potentiel est nul en ce dernier point, maximum au point isolé.

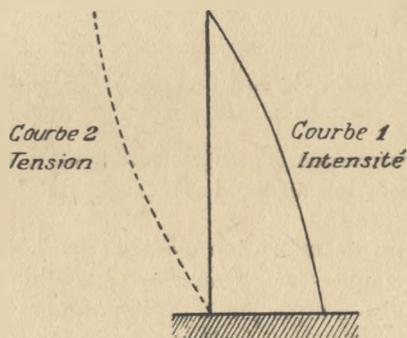


Fig. 40. — Courbes de l'intensité et de la tension le long d'une antenne vibrant en $1/4$ d'onde.

On peut tracer, et la figure 40 représente le résultat obtenu, la courbe de la tension (courbe 2) et de l'intensité (courbe 1), le long de l'antenne. On dit qu'une telle antenne vibre en quart d'onde.

Une antenne ainsi isolée à une extrémité, et mise à la terre à l'autre, n'est pas sans analogie avec un tuyau d'orgue fermé à la partie supérieure et dans le bas duquel agit la soufflerie. Ce tuyau donne un son dont la longueur d'onde correspond à 4 fois sa longueur. A la partie supérieure la pression de l'air est maximum, le débit de l'air nul, à la partie inférieure, la pression de l'air est minimum et le débit maximum.

(1) D'une façon générale, si l'on détermine par un dispositif convenable (oscillographe) la forme de la courbe de l'intensité du courant qui traverse une antenne émettrice, on trouve pratiquement une courbe assez éloignée d'une sinusoïde parfaite. Cela tient à ce qu'à l'oscillation fondamentale se sont superposées un nombre plus ou moins grand d'harmoniques. On peut décomposer la courbe déformée que l'on obtient en un certain nombre de sinusoïdes correspondant à l'onde fondamentale et aux diverses harmoniques qui se sont superposées à cette onde. Ces harmoniques peu nombreuses dans les émissions par alternateurs haute fréquence le sont beaucoup plus pour les émissions par arc. C'est pourquoi un récepteur placé à proximité d'une telle émission se trouve gêné sur beaucoup de réglages et non pas seulement sur le réglage correspondant à l'onde fondamentale émise. Il y a intérêt à ce point de vue à ne pas multiplier les émissions par arc dans les régions où l'on fait beaucoup d'écoutes. On peut réduire le nombre des harmoniques en employant, comme on le dira plus loin, un montage indirect à l'émission.

La figure 39 représente une courbe irrégulière qui peut être décomposée en deux sinusoïdes dont l'une à une fréquence double de la fréquence de l'autre.

La courbe III dont la forme est assez éloignée de celle d'une sinusoïde se décompose en deux sinusoïdes élémentaires [onde fondamentale (courbe I) et harmonique à fréquence double (courbe II)].

68. Si au lieu d'une antenne isolée à une extrémité, on considère un fil isolé à ses deux extrémités et actionné électriquement en son milieu, on se trouve en présence d'une courbe d'intensité ayant un nœud à chaque extrémité, la longueur l de l'antenne qui sépare maintenant 2 nœuds est donc égale à un nombre entier de fois $\frac{\lambda}{2}$. L'antenne peut donc être le siège de toute une série d'oscillations dont les longueurs sont données par les formules

$$l = \frac{\lambda_1}{2} \quad l = \frac{2\lambda_2}{2} \quad l = \frac{3\lambda_3}{2} \quad \dots \quad l = \frac{n\lambda_n}{2} \text{ soit } \lambda_1 = 2l \quad \lambda_2 = l \quad \lambda_3 = \frac{2}{3}l \dots \lambda_n = \frac{2}{n}l$$

la première de ces ondes, dite l'onde fondamentale, a comme longueur le double de celle de l'antenne. On dit que l'antenne vibre en demi onde.

69. Une expérience simple va permettre de mettre en évidence les nœuds et les ventres d'une antenne vibrant en $1/2$ onde. On va, au voisinage d'un poste émetteur qui peut donner à volonté et par le simple jeu d'un commutateur, des ondes de 8 ou de 24 mètres, disposer un fil de 12 mètres isolé aux deux extrémités et

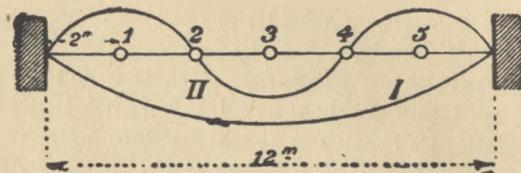


Fig. 41. — Un fil isolé à chaque extrémité et long de 12 m. est le siège d'un courant dont l'intensité est représentée par la courbe I ($1/2$ onde) quand il est excité par une onde de 24 m. Si on l'excite par une onde de 8 m. on a la courbe II correspondant à une onde $1/2$. Les lampes 1, 2, 3, 4, 5 placées à 2 m. l'une de l'autre et à 2 m. de l'extrémité du fil, brillent différemment suivant la longueur de l'onde qui excite le fil.

dans lequel se trouvent placées 5 lampes à incandescence écartées de 2 mètres (fig. 41). Quand on émet l'onde de 24 mètres, le fil de 12 mètres vibre en $1/2$ onde, la lampe 3 brille au maximum, les lampes 2 et 4 brillent moins et les lampes 1 et 5 sont presque éteintes. Quand on émet l'onde de 8 mètres, le fil de 12 mètres correspond à une onde et demie et la courbe d'intensité est indiquée par la figure (courbe II), cette fois les lampes 3, 1 et 5 brillent de façon égale, les lampes 2 et 4 sont éteintes.

70. On peut agir sur la longueur d'onde d'une antenne en intercalant dans cette antenne des inductances ou des capacités.

On considérera 3 cas seulement.

a) Si l'on dispose une capacité au sommet de l'antenne⁽¹⁾ au voisinage du point isolé, l'intensité en ce point n'est plus nulle mais a pour valeur le courant de charge de la capacité. Tout se passe comme si la longueur de l'antenne était augmentée, AA' étant l'intensité de courant de charge de la capacité terminale (fig. 42).

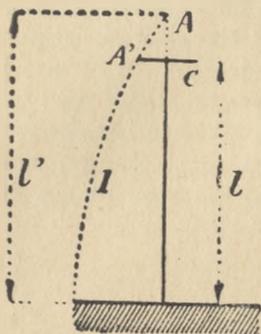


Fig. 42. — Antenne à capacité terminale C. Tout se passe comme si l'antenne avait une longueur l' supérieure à sa vraie longueur l .

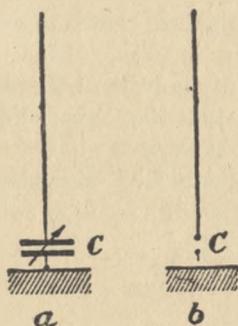


Fig. 43. — a) La capacité C intercalée dans l'antenne diminue sa longueur d'onde. Si cette capacité est variable elle agit d'autant plus qu'elle est plus petite.

b) Cas limite. La capacité est nulle, l'antenne est coupée au point C. Elle vibre en $1/2$ onde. La longueur d'onde peut donc au maximum être diminuée de moitié.

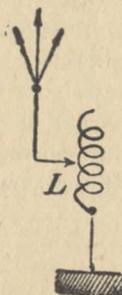


Fig. 44. — L'inductance variable L mise dans l'antenne augmente d'autant plus la longueur d'onde que l'on intercale une plus grande partie de cette inductance dans l'antenne.

b) Si au contraire on dispose une capacité au bas de l'antenne au point mis à la terre²⁾, on constate que la longueur d'onde de l'antenne est diminuée, cela d'autant plus que la capacité est plus petite. A la limite et pour une capacité nulle correspondant au sectionnement et à l'isolement de l'extrémité inférieure de l'antenne, on retombe sur le cas de l'antenne vibrant en $1/2$ onde. La longueur d'onde, qui était à l'origine 4 fois la longueur de l'antenne, supposée sans capacité à la base n'est plus que 2 fois la longueur de l'antenne isolée aux deux bouts (fig. 43).

c) Si au lieu de mettre une capacité à la base de l'antenne, on met une inductance, on allonge la longueur d'onde de l'antenne, cela d'autant plus que l'inductance est plus importante (fig. 44).

(1) Cette capacité n'est pas un condensateur, il faut la prendre au sens indiqué plus haut (note du n° 65). Elle pourra par exemple se composer d'une nappe de fils (antenne normale des grands postes français) dont la capacité est liée au fait qu'ils peuvent se charger d'électricité.

(2) Il s'agit cette fois d'un véritable condensateur à deux armatures.

71. Un circuit fermé comportant une inductance L , une capacité C et dont la résistance R a une valeur suffisamment faible, est le siège, quand le condensateur se décharge, d'oscillations dont la période T est sensiblement égale à $2\pi\sqrt{LC}$. On a vu qu'une antenne a également une période propre qui correspond dans le cas de l'antenne filiforme isolée à une extrémité et à la terre à l'autre, à une longueur d'onde égale à 4 fois la longueur de l'antenne. On a tendance à définir cette période T par une formule analogue à celle qui s'applique aux circuits fermés, mais la capacité et l'inductance d'une antenne n'ont pas une signification précise comme dans le cas d'un circuit fermé. Il faut donc les définir. On peut le faire à l'aide de la notion du circuit équivalent. Il suffit de constituer un circuit dont les pertes sont égales aux pertes de l'antenne (effet Joule et rayonnement) et dont le courant de décharge a même période et même amortissement que celui qui parcourt normalement l'antenne. Si R , L , C sont des constantes électriques du circuit définies pour R par les pertes du circuit et pour L et C par les formules

$$T = 2\pi\sqrt{LC} \quad \text{et} \quad \delta = \frac{2L}{R} T.$$

R , L , C sont par définition, la résistance, l'inductance et la capacité de l'antenne.

T période de l'antenne sera bien égale par définition et si R n'est pas trop grand à $2\pi\sqrt{LC}$. Mais l'application de cette formule doit se faire avec précaution comme on va le montrer dans l'exemple ci-dessous. On a parfois donné comme procédé de mesure de L et de C la méthode qui consiste à intercaler une inductance ou une capacité connue L' , C' à la base de l'antenne et à appliquer 2 fois la formule de THOMSON. On mesure les longueurs d'onde λ et λ' correspondant à l'antenne normale et à l'antenne dans laquelle l'inductance ou la capacité ont été introduites.

On a les 2 équations

$$T = 2\pi\sqrt{LC}; \quad T' = 2\pi\sqrt{(L + L')C}$$

quand c'est une inductance L' qui a été introduite à la base de l'antenne et les 2 équations

$$T = 2\pi\sqrt{LC}; \quad T' = 2\pi\sqrt{\frac{C + C'}{CC'} L}$$

quand c'est une capacité C' . Si C' devient très petit on arrive, comme on l'a vu plus haut, au dispositif donnant une antenne vibrant en $1/2$ onde. T' devient donc égal à $\frac{T}{2}$ alors qu'en appliquant brutalement la formule on trouverait pour $C' = 0$ $T' = \infty$. C'est là évidemment un cas extrême qui n'empêche pas d'appliquer la formule pour les mesures courantes et en choisissant convenablement la

capacité ou l'inductance à mettre dans l'antenne pour effectuer la mesure. On prend en général pour cette capacité ou cette inductance des valeurs de l'ordre même des grandeurs à mesurer, grandeurs que l'on connaît en général approximativement avant qu'une mesure précise ait pu en être faite.

72. Il reste avant de décrire les principales antennes d'émission ou de réception, à dire un mot de la façon dont on peut exciter les antennes et ensuite de la manière dont on les réunit à la terre. Cette question a d'ailleurs déjà été traitée en partie au chapitre premier.

On peut exciter les antennes de deux façons (cas des oscillations amorties). Ou bien on laisse l'étincelle dans l'antenne qui constitue avec la terre un condensateur un peu particulier, ou bien on décharge une véritable capacité dont le circuit de décharge agit par induction sur l'antenne.

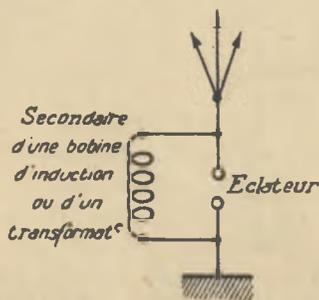


Fig. 45. — Excitation directe de l'antenne. (Le circuit primaire de la bobine d'induction ou du transformateur qui charge l'antenne n'a pas été représenté).

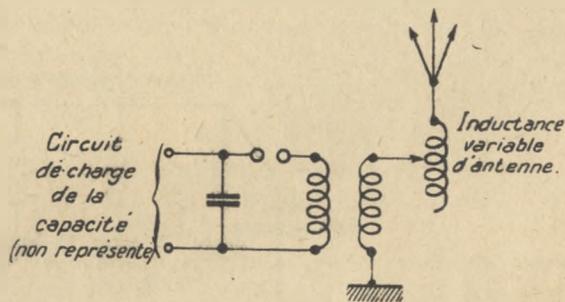


Fig. 46. — Excitation indirecte d'une antenne. (Montage Tesla).

Le premier dispositif était celui des postes du plus ancien modèle et on le retrouve encore dans certains postes portatifs d'Infanterie (fig. 45). Il est très simple puisqu'il consiste à relier à l'antenne d'une part et à la terre de l'autre les deux extrémités du secondaire soit d'une bobine d'induction, soit d'un transformateur, si l'on emploie le courant alternatif. Le dispositif présente les inconvénients suivants : l'étincelle se produisant dans l'antenne amortit beaucoup le circuit rayonnant. Des harmoniques nombreux prennent naissance. Enfin l'énergie mise en jeu étant égale à $1/2 CV^2$ et C étant petit cette énergie ne peut être augmentée qu'en prenant V aussi grand que possible, ce qui ne peut pas mener très loin car on se heurte à des difficultés d'isolement et de plus à un V très grand correspond une étincelle longue et très résistante. L'excitation directe des antennes est donc à éviter dans les postes qui doivent avoir une certaine puissance.

On emploie alors l'excitation indirecte dont le schéma est donné par la figure 46 et qui permet de charger une capacité aussi grande que l'on veut, le circuit de décharge agissant sur l'antenne, soit par induction (montage TESLA), soit par le fait qu'une partie de ce circuit est intercalée dans l'antenne (montage OUDIN). Si l'on veut mettre en jeu une grande puissance, il faut que la capacité à charger soit importante, ce qui correspond à une grande longueur d'onde puisque $\lambda = 2\pi V\sqrt{LC}$. L'excitation de l'antenne en indirect permet de réduire l'amortissement de cette antenne au maximum et de le rendre indépendant de l'étincelle.

73. Prise de terre et contrepoids. — Les postes militaires et les postes fixes d'installation déjà ancienne ont généralement des prises de terre centrales placées immédiatement au-dessous de la descente d'antenne et consistant, soit en plaques de zinc soudées et enterrées à quelques dizaines de centimètres de la surface du sol (600 m² au poste de la Tour Eiffel), soit en grillages de cuivre pour les postes

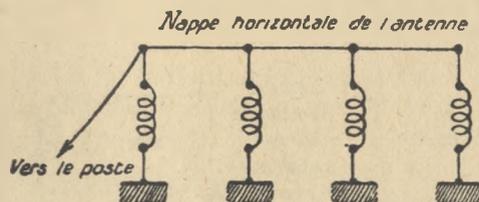


Fig. 47. — Antenne ALEXANDERSON à prises de terre multiples par l'intermédiaire d'inductances.

de campagne, grillages que l'on peut, soit poser simplement sur le sol, soit enterrer, si on en a le temps). La question de la mise à la terre des postes puissants a été étudiée de plus près pendant ces dernières années et l'on a préconisé des prises de terre plus complexes qui permettent aux lignes de forces émanées de l'antenne de trouver un facile passage dans la terre. C'est ainsi que MEISSNER étudiant la mise à la terre d'une antenne parapluie a préconisé des prises de terre multiples sous forme de couronnes circulaires dont la plus éloignée de la descente d'antenne est installée à l'aplomb de l'extrémité des brins du parapluie. Dans le même esprit on a essayé, notamment à Croix d'Hins, de réaliser la prise de terre à l'aide de fils parallèles à ceux de l'antenne et débordant cette antenne dans tous les sens. On a ainsi amélioré la résistance de l'antenne qui est passée de près de 2 ohms à 0,8. ALEXANDERSON au poste de Rocky-point a prévu des prises de terre multiples qui, au lieu d'être reliées comme dans les dispositifs précédents à la descente d'antenne par l'intermédiaire d'une inductance sont reliées en un certain nombre de points de la nappe horizontale constituant cette antenne (fig. 47).

Des inductances équilibrent de façon convenable les courants qui circulent dans tous ces fils descendants.

Si l'on a affaire à une terre très résistante ou dont la résistance est sujette à de trop grandes variations, on peut remplacer la prise de terre par un contrepois qui consiste généralement en un dispositif de fils isolés placés à quelques mètres au-dessus du sol et qui réalisent une image de l'antenne. C'est un montage analogue au montage en 1/2 onde que l'on a vu dans le cas d'une antenne filiforme. Tout ce qui précède s'applique aux antennes émettrices. Pour la réception ainsi qu'on le verra plus loin, on emploie surtout des cadres, mais on fait usage aussi, notamment en Amérique, d'antennes basses, comme l'antenne Beverage, ou d'antennes désaccordées dont on dira un mot plus loin. Il reste maintenant à décrire les principaux types d'antennes émettrices et réceptrices.

74. Antennes d'émission. — Une bonne antenne d'émission doit avoir une grande capacité lui permettant d'emmagasiner, sans tension excessive, la plus grande quantité d'énergie possible. Elle doit surtout avoir un bon pouvoir rayonnant. On va examiner successivement les types d'antennes d'émission les plus courants à ce double point de vue.

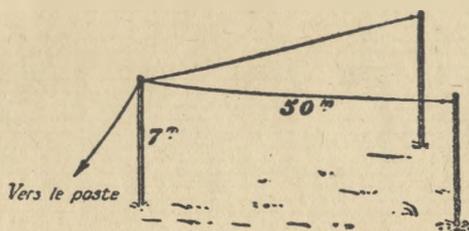


Fig. 48. — Antenne en V des réseaux militaires.

L'antenne filiforme qui est l'antenne théorique dont on a parlé plus haut, a l'inconvénient d'avoir une faible capacité. Elle ne peut guère être employée qu'avec des postes peu puissants (postes portatifs d'Infanterie). Quand cette antenne peut être dressée verticalement, comme on l'a fait à certain moment, aux armées en l'attachant par exemple à un câble de ballon captif, elle a une portée 4 à 5 fois supérieure à celle que l'on obtient avec la même antenne tendue à 4 mètres horizontalement au-dessus du sol. L'antenne en V horizontale ou en petite nappe entre deux supports (antenne dite de bateau) convient bien aux postes de petite puissance. C'est l'antenne réglementaire du poste à ondes entretenues qui sert à faire la liaison entre les armées et les grandes unités qui en dépendent (fig. 48).

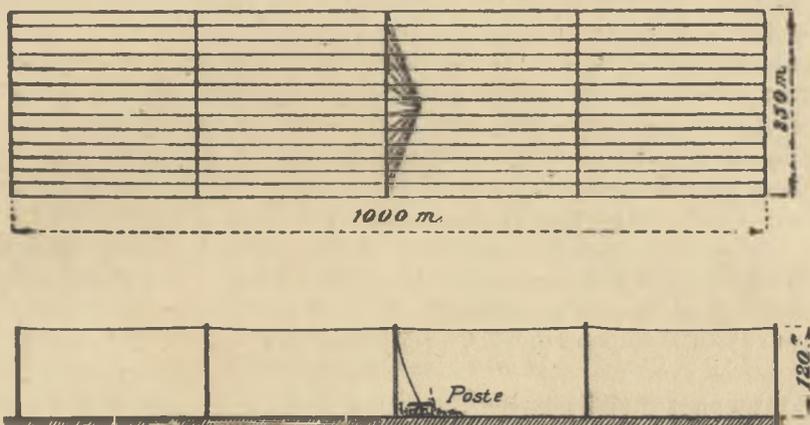


Fig. 49. — Antenne en T. du poste de BAMAKO. (La nappe de 1000 mètres sur 250 se compose de 14 fils et est soutenue par dix pylônes de 120 mètres).

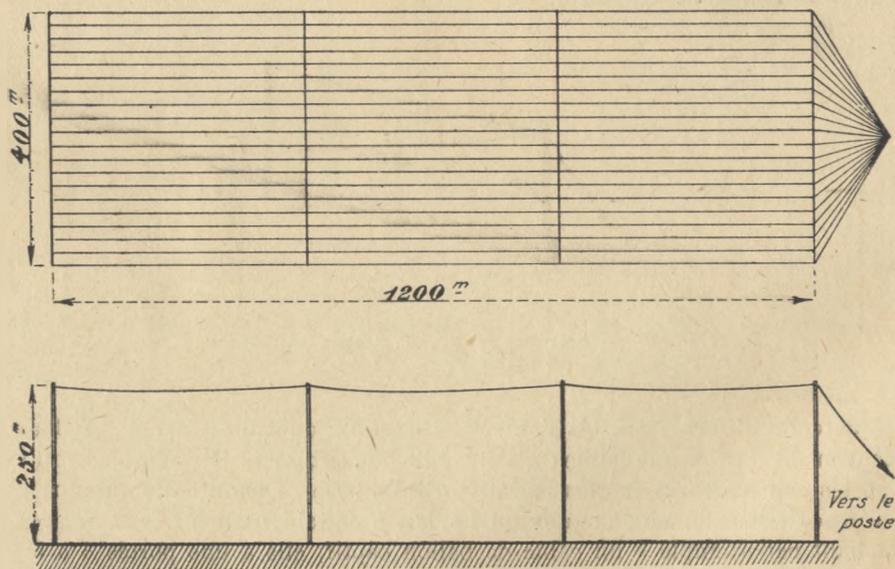


Fig. 50. — Antenne en L renversé du poste de CROIX D'HINS. (La nappe de 1200×400 se compose de 20 fils et est soutenue par 8 pylônes de 250 mètres).
 SAINTE ASSISE a une double nappe soutenue par 16 pylônes et constituée de part et d'autre du poste par deux antennes identiques à celle de CROIX D'HINS. Ces 2 antennes peuvent être actionnées soit séparément par 2 émissions différentes, soit en parallèle par une même émission.

L'antenne en T qui a une longueur d'onde relativement petite pour une capacité importante, a un bon pouvoir rayonnant. C'est l'antenne qui existe au poste colonial de Bamako où elle est supportée par dix pylônes de 120 mètres de haut, disposés suivant un rectangle de 1.000 mètres sur 250 (fig. 49).

L'antenne en L renversé, pour une capacité analogue à celle de la précédente, a une longueur d'onde propre plus importante. C'est l'antenne la plus fréquemment employée dans les grands postes français. Croix d'Hins et Sainte-Assise ont des antennes de ce type soutenues à 250 mètres de haut par des pylônes écartés de 400 mètres dans tous les sens, Croix d'Hins dispose de huit pylônes et d'une nappe de 400×1.200 . Sainte-Assise dispose de deux nappes semblables soutenues par seize pylônes. Les postes de Brazzaville, Tananarive, Saïgon ont des nappes semblables ou un peu plus petites (huit pylônes de 150 mètres à Brazzaville soutenant une nappe de 250×900 , huit pylônes de 200 mètres à Tananarive soutenant une nappe de 900×300 , huit pylônes de 250 à Saïgon soutenant une nappe identique à celle de Croix d'Hins 400×1.200). Cette antenne a été considérée comme ayant un effet directif qui semble à l'usage beaucoup moins accusé qu'on ne le pensait (fig. 50).

L'antenne en éventail ou en harpe a un grand pouvoir rayonnant (fig. 51).

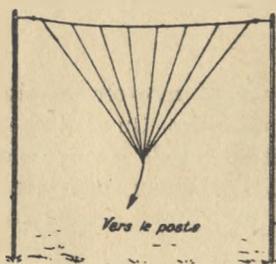


Fig. 51.
Antenne en harpe.

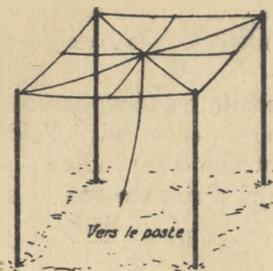


Fig. 52. — Antenne de panneau horizontal de M. BLONDEL.

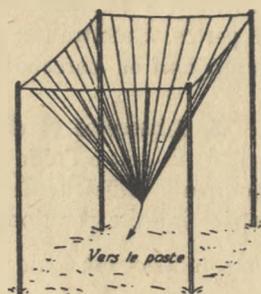


Fig. 53. — Antenne en pyramide renversée.

L'antenne en panneau horizontal préconisée par M. BLONDEL mais difficile à réaliser avait pour objet d'augmenter l'intensité dans la partie montante de cette antenne (fig. 52).

L'antenne en pyramide renversée qui dérive de celle-là a donné de bons résultats. Elle est facile à installer quand on dispose de quatre supports (fig. 53).

L'antenne genre Tour Eiffel (Double cône) rayonne bien mais a une capacité terminale très faible et par suite donne lieu à de fortes tensions. C'est une antenne que l'on pourra installer si l'on ne dispose que d'un support (fig. 54).

Un seul support permet aussi de réaliser l'antenne parapluie très employée pour les postes de campagne et dont les brins descendants ne sont pas très favorables à un bon rayonnement. Il y a intérêt à surélever ces brins autant qu'on le pourra (fig. 55).

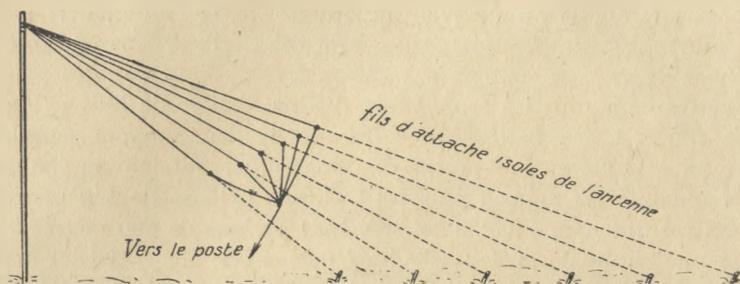


Fig. 54. — Antenne en double cône (antenne de la Tour Eiffel).

Les supports de ces antennes sont ou des pylônes métalliques (cas des postes fixes) ou des mâts démontables (cas des postes militaires mobiles). Les pylônes peuvent être haubannés ou non. Il semble qu'il y ait intérêt, au point de vue des pertes, à mettre ces pylônes à la terre et à isoler les haubans, quand il y en a, par un ceuf en porcelaine intercalé à la base.

75. Antennes et dispositifs de réception. — On peut recevoir les signaux de T. S. F. soit à l'aide d'une antenne, soit à l'aide d'un cadre. On peut chercher à comparer la valeur de l'antenne et du cadre au point de vue de la force électromotrice induite par l'onde qui arrive sur eux. Il suffit d'exprimer que cette force électromotrice est égale pour le cadre à $\frac{SdH}{dt}$ et pour l'antenne à lE (H et E étant les valeurs de la force magnétique et de la force électrique du champ au point où on a disposé l'appareil récepteur, l la longueur de l'antenne, S la surface du cadre), on trouve alors que qu'un cadre de surface S correspond à une antenne de longueur l telle que $l = \frac{2\pi S}{\lambda}$. Si l'on reçoit par exemple une onde de 200 mètres avec un très grand cadre de 12 mètres carrés (3 spires de 4 m²) on a $l = \frac{2\pi \cdot 12}{200} \times 0,40$ environ. Par conséquent, un grand cadre de 2 mètres de côté équivaut à une antenne de 0 m. 40. On recevra donc beaucoup moins fort sur cadre que sur antenne, mais comme on pourra toujours amplifier autant qu'on le voudra, cet inconvénient n'est pas majeur. Il est compensé d'autre part par de nombreux avantages, dont les principaux sont les suivants. La réception sur cadre est indépendante de la qualité de la terre. Elle est moins sensible aux parasites atmosphé-

riques que la réception sur antenne. Enfin, le cadre a un effet directif. On pourra donc orienter le cadre de réception sur le poste émetteur à recevoir et éliminer ou affaiblir, en plaçant ce cadre en un point judicieusement choisi, des émissions gênantes et en particulier l'émission du poste de transmission qui est généralement conjugué avec la réception. C'est ainsi que les cadres récepteurs placés à Villecresnes peuvent recevoir l'Amérique en même temps que transmet Sainte-Assise situé à quelques dizaines de kilomètres de là. Le cadre de réception composé d'un certain nombre de spires fermé sur une capacité d'accord s'installe très facilement. On le rend généralement mobile autour d'un axe vertical et on place au-dessous le dispositif récepteur proprement dit, généralement assez compliqué. Le tout tient dans une cabane de 7 à 8 mètres de haut, le cadre ayant lui-même

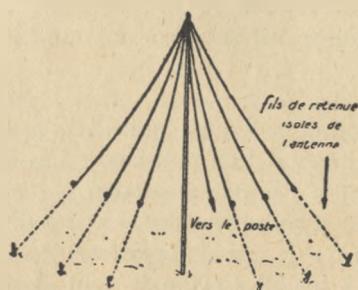


Fig. 55. — Antenne Parapluie.

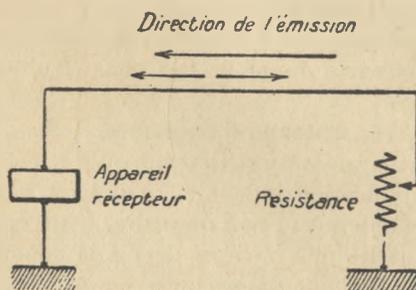


Fig. 56. — Antenne Beverage.

2 à 3 mètres de diamètres. Si l'on veut recevoir sur antenne, on peut user d'une antenne quelconque et les anciens postes disposaient d'une seule antenne que l'on faisait passer à l'aide d'un commutateur des appareils émetteurs sur les appareils récepteurs.

Actuellement on a tendance à user d'antennes spéciales étant donné surtout que l'émission dans les postes modernes est toujours séparée de la réception, et cette antenne est prévue assez basse, ce qui réduit l'action des parasites.

Nous dirons un mot d'une antenne usitée en Amérique et qui s'appelle l'antenne Beverage. C'est une antenne filiforme assez longue et munie à l'extrémité opposée aux appareils de réception d'une résistance réglable. Cette antenne a un effet directif très net dans le sens de la direction du fil. On peut expliquer son fonctionnement de la façon suivante. La résistance intercalée au bout du fil peut être considérée, quand elle est convenablement réglée, comme un prolongement du fil de longueur infinie, de sorte que des deux ondes provoquées dans le fil par l'arrivée de l'onde à recevoir, celle qui va vers la résistance se trouve absorbée et ne se réfléchit pas, il reste donc l'onde qui va vers les appareils de réception. Si le fil d'antenne est orienté vers le poste émetteur, au fur et à mesure que l'onde

émettrice atteint des points de plus en plus voisins des appareils récepteurs, elle fait naître dans le fil des perturbations dont toutes sont en phase et viennent superposer leur effet dans un appareil récepteur, chacune de ces perturbations a en effet le même chemin à parcourir que l'onde elle-même. Il n'en est pas de même si l'onde n'arrive pas dans la direction du fil. L'effet directif de l'antenne Beverage a surtout été employé pour affaiblir certains parasites d'origine nettement régionale et qui sont reçus comme une émission venant d'une direction bien déterminée. On conçoit qu'on puisse, en installant l'antenne en un point judicieusement choisi, affaiblir les parasites et renforcer l'émission intéressante. La réception des ondes courtes a amené à prévoir un dispositif de réception un peu spécial que nous tenons à citer pour terminer et qui consiste à ne réaliser l'accord qu'à l'aide du secondaire, le primaire pouvant être une antenne importante dont la longueur d'onde propre si on la mesurait en dehors du secondaire serait très supérieure à celle de l'onde à recevoir. Ce dispositif employé notamment par REINARTZ a donné de très bons résultats.

76. Antenne d'amateurs. — La comparaison donnée plus haut entre cadre et antenne montre nettement qu'il y a toujours intérêt si l'on ne dispose pas d'une amplification indéfinie, ce qui est généralement le cas des amateurs, à installer une antenne et non un cadre. Cette antenne peut prendre les formes et les dimensions les plus variées, depuis la conduite d'eau ou de gaz d'appartement jusqu'à la véritable antenne qu'il y a toujours intérêt à installer si on le peut et qu'on prendra aussi élevée et aussi dégagée que possible. Il faut toujours s'assurer que les brins d'antenne sont parfaitement isolés, que la prise de terre est aussi soignée que possible et rattachée aux appareils par une connexion aussi courte qu'on le pourra. Il y a intérêt à dégager l'antenne au maximum, à lui donner au-dessus du sol la plus grande élévation possible. Une antenne en nappe ou en prisme à 3 ou 4 brins d'une cinquantaine de mètres, installée à 15 ou 20 mètres du sol donne en général des résultats excellents.

Il est certain par ailleurs que si l'on dispose d'un montage à lampes donnant une amplification puissante, on pourra recevoir dans des conditions très suffisantes avec une antenne tout à fait médiocre.

CHAPITRE IV

RAYONNEMENT ET PROPAGATION

77. — *L'objet des 3 chapitres qui vont suivre sera de donner le plus simplement possible des notions que l'on s'efforcera de rendre claires sur l'émission, la propagation, la réception des ondes, étant entendu qu'il ne sera pas parlé des lampes qui font l'objet d'un fascicule spécial.*

Dans le 4^e chapitre on cherchera à montrer comment rayonne l'antenne et comment l'onde qui en émane se propage.

Dans les 2 chapitres suivants on décrira les principaux dispositifs émetteurs et récepteurs.

78. Rayonnement des oscillateurs ouverts. Propagation des ondes. — Si l'on considère l'ensemble des conducteurs qui constituent une antenne et que l'on suppose ces conducteurs parcourus par un courant alternatif à haute fréquence, on peut chercher à déterminer l'action à distance d'un tel dispositif. On va successivement chercher à donner une idée physique du phénomène, montrer comment on calcule l'action à distance d'une antenne théorique émettant au-dessus d'une terre supposée plane, et infiniment conductrice, et enfin en se rapprochant de la réalité on donnera des résultats expérimentaux et on indiquera les hypothèses actuellement admises et qui permettent d'expliquer pourquoi les résultats de l'expérience diffèrent autant de ceux donnés par une étude théorique.

79. 1^o Représentation physique de la propagation des ondes. — (Théorie de M. BLONDEL). — On a dit au début du présent fascicule qu'une antenne parcourue par un courant alternatif à haute fréquence agissait sur l'espace ambiant à la façon d'un bâton agité à la surface d'une eau tranquille et était la cause de

la propagation d'une onde électromagnétique rayonnant dans tous les sens à la façon d'une onde sonore. Cela revient à dire que du fait de l'existence du courant à haute fréquence qui parcourt l'antenne d'émission, on trouve en un point quelconque de l'espace une force électrique et une force magnétique périodiquement variables et dont l'ensemble constitue un champ dont on va pouvoir se faire une idée approximative en considérant par exemple l'antenne élémentaire constituée par un oscillateur de HERTZ. A un instant donné (fig. 57) une des boules est chargée positivement, l'autre négativement, et un courant s'établit du + vers le -. Ce courant donne un champ magnétique statique dont les lignes de force sont des cercles ayant leur plan perpendiculaire à l'oscillateur et leur centre sur cet oscillateur. D'autre part, des lignes de force électrique vont du point chargé positivement au point chargé négativement. En un point P situé ou non dans le plan de symétrie de l'oscillateur l'on a donc un champ magnétique statique dont la force est dirigée suivant PM et un champ électrique statique dont la force est

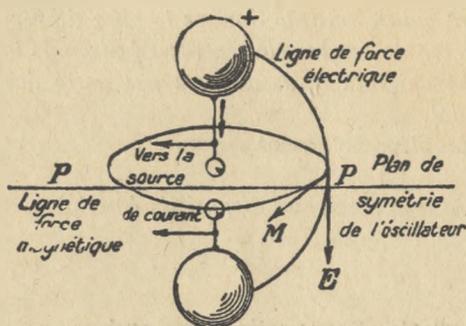


Fig. 57. — En un point P quelconque de l'espace on a :

- 1° Une force magnétique tangente au cercle qui passe par P dont le centre est sur l'oscillateur et le plan perpendiculaire à cet oscillateur ,
- 2° Une force électrique tangente à la ligne de force électrique qui va du + au - de l'oscillateur en passant par P.

dirigée suivant PE. On démontre que les forces électriques de ce champ statique varient en raison inverse du cube de la distance du point P à l'oscillateur et les forces magnétiques du champ en raison inverse du carré de cette même distance. Mais à ce champ statique vient se superposer un autre champ dû au fait que le courant qui traverse l'oscillateur est sans cesse variable, et une étude plus poussée du problème montre que le champ magnétique qui s'établit définitivement se compose de deux parties, l'une proportionnelle à l'inverse du carré de la distance, l'autre proportionnelle à l'inverse de cette distance. Le champ électrique se compose de 3 parties respectivement proportionnelles à l'inverse du cube, du carré et de la 1^{re} puissance de la distance. Par conséquent dès que l'on s'éloigne un peu de l'émetteur, seules les forces électriques et magnétiques inversement proportionnelles à la distance gardent une valeur appréciable, les autres deviennent très rapidement négligeables. On a donc à une certaine distance de l'émetteur et en un point P situé par exemple dans le plan de symétrie, deux

forces, l'une électrique, l'autre magnétique, toutes deux perpendiculaires à OP et perpendiculaires l'une à l'autre, la force magnétique étant dans le plan de symétrie, la force électrique perpendiculaire à ce plan.

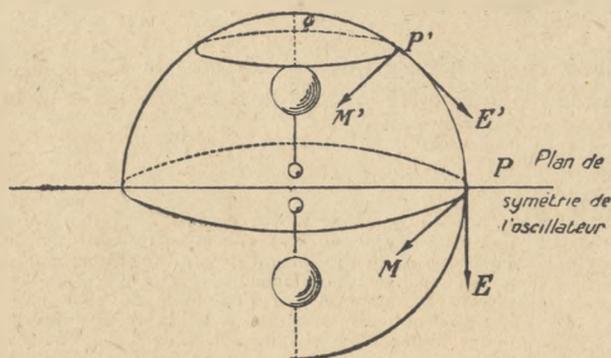


Fig. 58. — Le champ à un instant donné est maximum en P situé dans le plan de symétrie de l'oscillateur. Il décroît régulièrement quand, restant à la même distance de l'oscillateur, on s'éloigne du plan de symétrie, pour s'annuler en Q point situé dans le prolongement de l'oscillateur.

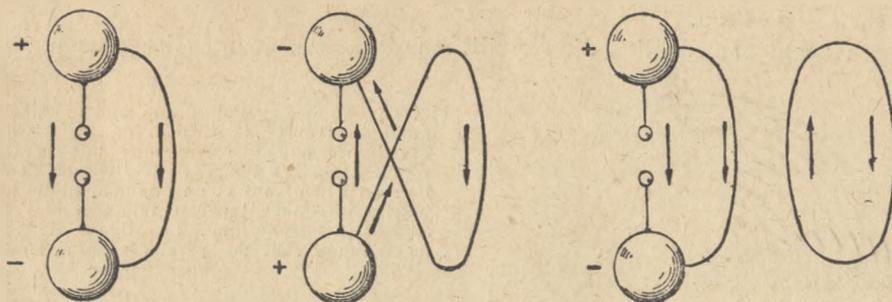


Fig. 59, 60, 61. — Aspects des lignes de force électriques pendant la durée d'une période du courant haute fréquence qui leur a donné naissance.

De plus on constate que ces forces qui en un point donné sont périodiquement nulles et maximum en même temps ⁽¹⁾ ont des maxima qui décroissent régulièrement (fig. 58) lorsqu'on passe du point P situé dans le plan de symétrie

(1) On a entre la force électrique E, la force magnétique H et la vitesse V de la lumière la relation $E = VH$. Les valeurs E et H subissent les mêmes variations dans le temps que les courants haute fréquence qui leur ont donné naissance.

de l'oscillateur ⁽¹⁾ au point Q situé dans le prolongement de cet oscillateur. En ce point les 2 forces sont constamment nulles ⁽²⁾.

Si l'on cherche maintenant, au lieu de se rendre compte de la valeur du champ en un point donné, à étudier la forme des lignes de force de l'espace à un instant donné, on arrive, si l'on adopte la théorie de M. BLONDEL, aux résultats suivants.

Les lignes de force électriques qui ont d'abord la forme de la figure 59 prennent ensuite la forme de boucles (fig. 60) pour se détacher sous forme d'ondes libres (fig. 61).

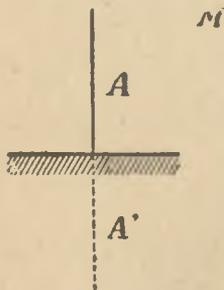


Fig. 62. — Le point M est soumis à l'action d'une onde directe émise par l'antenne et d'une onde réfléchie par le sol et qui est identique à l'émission qu'aurait l'image A' de A par rapport au sol. On peut donc faire abstraction de la terre en remplaçant l'antenne A par l'ensemble de cette antenne et de son image. Toutefois la présence de la terre supprime la partie de l'onde située au-dessus du sol. L'onde est hémisphérique et non sphérique à partir d'une distance suffisante de l'antenne émettrice.

Quant aux lignes de force magnétiques ce sont des cercles qui ont leur centre sur l'oscillateur et qui vont en augmentant de diamètre à la façon d'une onde à la surface de l'eau.

Si maintenant au lieu d'un oscillateur de HERTZ nous envisageons une an-

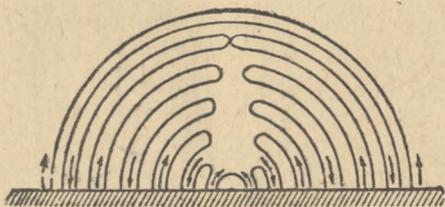


Fig. 63. — Propagation d'une onde électromagnétique d'après la théorie de M. BLONDEL. Les lignes de force électrique que la terre réduit à des 1/2 boucles, s'écartent de l'émetteur en s'incurvant et en augmentant de hauteur. Elles finissent par se rejoindre et l'onde devient hémisphérique. Les lignes de force magnétiques sont des parallèles de la sphère.

tenne filiforme verticale reliée à une terre plane et infiniment conductrice on se rend facilement compte que ce dispositif fonctionne comme un oscillateur dont les 2 boules seraient remplacées l'une par l'antenne, l'autre par son image

(1) Une antenne filiforme verticale supposée placée au dessus d'un sol infiniment conducteur produit à distance, comme on le verra plus loin, le même effet qu'un oscillateur de HERTZ, l'antenne et son image par rapport au sol agissant sur un point éloigné de la même manière que les 2 boules de l'oscillateur. Le champ est nul au zénith de l'antenne comme on a pu le vérifier par des réceptions d'avion.

(2) Ce dernier résultat n'est rigoureusement exact que pour une antenne verticale et très approximativement pour un émetteur quelconque placé sur une terre infiniment conductrice.

par rapport au sol (fig. 62). En effet le sol infiniment conducteur réfléchit l'onde électromagnétique, exactement comme un miroir plan réfléchit la lumière. En un point M quelconque de l'espace se superposent donc 2 champs, l'un qui est le résultat de l'action directe de l'onde émanée de l'antenne, l'autre qui provient de cette même onde réfléchie par le sol. Tout se passe donc comme si, la terre étant supprimée, on se trouvait en présence d'un système rayonnant composé de l'antenne et de son image, dispositif très analogue à l'oscillateur dont il vient d'être parlé en détail.

Il faut remarquer cependant que dans le cas de l'antenne mise à la terre la présence de la terre supprime la moitié du phénomène. Les boucles constituant le champ électrique, réduites à la partie existant au-dessus du sol, se propagent en augmentant de dimension dans le sens de la hauteur et en s'incurvant. Elles finissent par se rejoindre et à ce moment l'onde est hémisphérique (fig. 63).

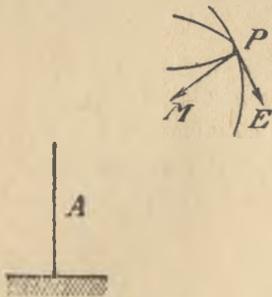


Fig. 64. — En P situé à distance suffisante de l'antenne émettrice les forces magnétique et électrique sont respectivement tangentes au parallèle et au méridien de la sphère qui passe par P et qui a le point d'où part l'émission pour centre. Ces 2 forces sont perpendiculaires à la droite qui joint P à ce point.

En un point P quelconque si l'on considère la sphère qui a son centre au point d'où part l'émission et qui passe par P (fig. 64) la force magnétique est perpendiculaire au plan méridien qui passe par P et tangente au parallèle correspondant, la force électrique est tangente au méridien et c'est l'ensemble de ces 2 forces qui constitue l'onde électromagnétique qui se propage ainsi dans tous les sens à la vitesse de la lumière et vient impressionner l'antenne de réception.

80. 2° Effet à distance d'une antenne verticale, le sol étant supposé infiniment conducteur et plan. — On peut traiter par le calcul l'étude du rayonnement d'une telle antenne filiforme de façon assez simple. Nous ne donnerons que les résultats obtenus.

On démontre qu'un élément ab de longueur l d'une antenne verticale (fig. 65) produit en un point

P distant de D et tel que OP fasse un angle α avec l'émetteur, 2 forces électriques

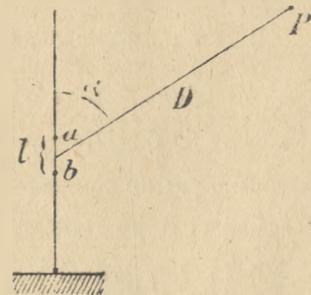


Fig. 65. — Action à la distance D sur un point P d'un petit élément ab d'une antenne.

et magnétiques dont les valeurs sont égales pour des unités convenablement choisies et ont pour expression $\frac{\omega I \sin \alpha}{D}$; I étant l'intensité du courant qui traverse l'élément ab , ω la pulsation de ce courant liée à la fréquence et à la longueur d'onde par la relation

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi V}{\lambda} \quad (V \text{ vitesse de la lumière}).$$

A un instant donné, on l'a vu, l'antenne est le siège d'un courant dont l'intensité n'est pas la même en ses différents points. Si l'on cherche à évaluer l'effet de l'antenne entière sur le point P on constate que la force magnétique et la force électrique provoquées par le courant d'antenne en P ont pour valeur la somme des forces élémentaires que produit chaque élément ab .

Or dans la formule :

$$\frac{\omega I \sin \alpha}{D}$$

ω , D et $\sin \alpha$ sont les mêmes pour tous les points de l'antenne supposée très petite par rapport à sa distance au point P , il suffit pour avoir l'effet total de faire la somme de toutes les valeurs de I ; si l'on appelle I_0 la valeur du courant à la base de l'antenne et si l'on appelle hI_0 la somme de tous les produits I correspondant aux différents éléments de l'antenne, on aura une valeur des 2 forces existant en P égale à

$$hI_0 \frac{\omega \sin \alpha}{D}$$

où I_0 est le courant à la base de l'antenne émettrice et h une quantité qu'on appelle la hauteur de rayonnement de l'antenne et qui est inférieure à la hauteur réelle (elle ne serait égale à la hauteur réelle que si le courant était le même tout le long de l'antenne, ce qui n'est pas).

Si l'on remplace dans cette expression ω par sa valeur $\frac{2\pi V}{\lambda}$ on voit que la force électrique comme la force magnétique au point P est proportionnelle à $\frac{hI_0}{\lambda D}$. L'antenne de réception qui est soumise à cette force électrique E (1) va se trouver parcourue par un courant I_r égal à $\frac{Eh_r}{R_r}$, h_r étant la hauteur de cette antenne de réception et R_r sa résistance. On voit finalement que le courant de réception est lui aussi proportionnel à la quantité $\frac{hI_0}{\lambda D}$. On va donner plus loin une formule qui confirme cette proportionnalité.

(1) E est exprimé en volts ou fractions de volts par unité de longueur, généralement en microvolts par mètre.

81. On a démontré (n° 8) qu'une antenne émettrice rayonne de l'énergie. On a constaté en effet que la transmission de l'onde électromagnétique n'étant pas instantanée, il y a un moment où l'énergie n'est plus au point A d'où elle émane et n'est pas encore arrivée au poste récepteur B. Il faut donc qu'elle se retrouve dans l'espace qui sépare ces 2 points. Il est alors naturel de chercher à évaluer l'énergie qui traverse pendant l'unité de temps une surface unité. Pour cela il faut appliquer le théorème dit de POYNTING. POYNTING démontre que cette énergie est proportionnelle en chaque point au produit des 2 vecteurs représentant la force électrique et la force magnétique en ce point. Comme ces 2 forces sont proportionnelles chacune à I_0 , leur produit est proportionnel à I_0^2 . On peut donc mettre l'énergie totale rayonnée par une antenne sous la forme $R_p I_0^2$, s'appellera la résistance de rayonnement au même titre que l'on a appelé résistance de l'antenne l'expression R qui multipliée par I_0^2 donnait l'énergie totale mise en jeu dans cette antenne. La valeur de R est égale pour un oscillateur isolé aux 2 bouts et sans tenir compte de la terre à

$$80 \pi^2 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2,$$

h étant la hauteur de rayonnement de l'antenne que l'on suppose vibrer en $1/2$ onde, λ son onde fondamentale. On conçoit que si l'on arrive à diminuer R sans nuire au rayonnement, le rendement de l'installation s'en trouvera amélioré. On a trouvé, pour des postes avec antenne en nappe comme Lyon et Bordeaux, des résistances de rayonnement de l'ordre de 0,15 et 0,11 pour des résistances d'antenne et de terre de l'ordre de l'ohm, soit un rendement de 10 %. Il semble qu'on doive pouvoir faire mieux. Certains ingénieurs prétendent arriver à des rendements de l'ordre de 50 % avec des prises de terre convenablement étudiées.

La formule qui donne la résistance de rayonnement pour une antenne en nappe mise à la terre est la suivante : $R_0 = 160 \frac{\pi^2 h^2}{\lambda^2}$ ou approximativement $1600 \frac{h^2}{\lambda^2}$, h étant la hauteur de rayonnement. Dans cette formule on tient compte de l'image de l'antenne par rapport à la terre.

Tout ce que nous venons de dire est vrai pour une antenne verticale filiforme supposée rayonnant au-dessus d'un sol *parfaitement plan et parfaitement conducteur*. Nous allons voir maintenant comment les choses se présentent dans la réalité et quelles hypothèses ont été faites pour expliquer les résultats de l'expérience.

82. Propagation des ondes à la surface de la terre. Différentes hypothèses envisagées. — La terre n'est ni plane ni parfaitement conductrice.

Le fait qu'elle n'est pas conductrice se traduit par une pénétration des ondes dans le sol, ce qui, d'une part, consomme de l'énergie et d'autre part, modifie, comme on va le voir, la direction de la force électrique en chaque point. On a pris

l'habitude de caractériser la pénétration dans le sol par la formule $a = \frac{1}{\sqrt{2\pi C\omega}}$ où C est la conductibilité du sol.

En réalité cette valeur a est la profondeur à laquelle atteindrait le courant s'il était uniformément réparti dans le sol depuis la surface. Elle donne donc une idée de la plus ou moins grande facilité avec laquelle l'onde pénètre le sol mais il est inexact de croire qu'à la distance a de la surface le courant est négligeable. En fait on démontre qu'à cette distance de la surface le courant est encore égal au 1/3 environ de sa valeur près de la surface.

Quoi qu'il en soit plus le sol a une grande résistivité plus C est petit et a grand, c'est ainsi que pour une onde de 16 000 mètres a est égal à 80^m dans un sol mauvais conducteur et à 2^m dans l'eau de mer beaucoup plus conductrice. L'onde pénétrant dans le sol, un courant de conduction dirigé dans le sens de l'onde vient s'ajouter aux forces électriques et magnétiques dont il a été parlé et se composant avec la force électrique l'incline dans le sens de la propagation. De plus l'énergie de l'onde diminue beaucoup plus rapidement que si la propagation se faisait de la manière théorique exposée plus haut (n^{os} 80 et 81).

83. Une des conséquences de la pénétration de l'onde dans l'eau de mer, c'est la possibilité de recevoir en sous-marin, possibilité d'autant plus grande que l'onde a une plus grande longueur et que par suite ω est plus petit. On a pu ainsi recevoir en sous-marin à 10 mètres au-dessous de la surface de la mer des émissions de Lyon et de Nantes et à des distances des postes atteignant 1000 kilomètres.

84. Le fait que la terre n'est pas plane semble s'opposer à première vue à toute propagation des ondes à grande distance. L'on a dit, au début de ces conférences, que l'onde hertzienne était identique à la lumière. Si l'on allumait à Croix-d'Hins un feu, si gigantesque soit-il, on ne le verrait pas aux antipodes comme on entend l'émission radiotélégraphique du poste. Il y a donc là un fait nouveau. Le Commandant TISSOT et DUBELL, qui ont mesuré à l'aide du bolomètre ou du thermo-galvanomètre l'amplitude du courant de réception, ont vérifié que jusqu'à 200 kilomètres environ cette amplitude variait, comme pour la lumière en raison inverse de la distance, mais si l'on continue les mesures aux distances plus grandes on constate que ce n'est plus vrai. On a donc cherché des formules permettant d'exprimer la valeur du courant récepteur en fonction du courant émetteur. On les a cherchées de 2 façons, d'abord théoriquement en admettant que la propagation le long de la terre était un phénomène de diffraction et ensuite expérimentalement en mesurant l'intensité d'une réception lointaine.

85. L'étude mathématique de la propagation des ondes a tenté les plus grands savants et notamment M. H. POINCARÉ. La formule a finalement été trouvée par Van der POL. Je ne la donnerai pas.

86. En même temps M. AUSTIN, en Amérique, établissait une formule liant l'intensité de réception à l'intensité de l'émission et correspondant aux mesures qu'il avait faites ; cette formule est celle dont il est parlé plus haut et qui exprime que I_r est proportionnel à $\frac{hI_0}{\lambda D}$ (I_r étant l'intensité du courant de réception, I_0 celle du courant d'émission mesuré à la base de l'antenne émettrice, h la hauteur de rayonnement de cette antenne inférieure à sa hauteur réelle, D la distance séparant le poste émetteur du poste récepteur). Il faut de plus corriger cette formule par un facteur d'amortissement qui tient compte de la consommation d'énergie due à la pénétration dans le sol, ce facteur d'amortissement est égal à

$$e^{-0,0015 \frac{D}{\sqrt{\lambda}}} \quad (e = 2,7).$$

La formule s'écrit finalement

$$I_r = \frac{120\pi}{R_r} \frac{hI_0}{\lambda D} h_r e^{-0,0015 \frac{D}{\sqrt{\lambda}}}$$

[R_r est la résistance du circuit récepteur exprimée en ohms, λ et D sont exprimés en kilomètres. h et h_r en mètres (h_r étant la hauteur de l'antenne réceptrice, I_r et I_0 en ampères].

Si l'on reçoit sur cadre, h_r sera la hauteur de l'antenne correspondant à ce cadre (n° 75).

87. On a comparé la valeur des 2 formules en écoutant à Darien près de Panama des émissions européennes. On a constaté que la formule théorique de Van der POL donnait par le calcul une énergie environ un million de fois plus petite que celle que l'on enregistrerait effectivement et qui correspondait à la formule expérimentale d'AUSTIN. On ne pouvait donc plus admettre que la réception à très grande distance fut un simple phénomène de diffraction. WATSON a montré que l'on pouvait passer de la formule théorique à la formule pratique d'AUSTIN en admettant l'existence d'une couche électrisée située à une centaine de kilomètres de hauteur dans l'atmosphère et sur laquelle se réfléchissait le rayon hertzien. L'existence de cette couche dite d'Heaviside avait été admise depuis longtemps et sa présence expliquait certains phénomènes météorologiques comme notamment les aurores boréales. On a tendance à admettre que c'est également par réflexion sur cette couche électrisée supérieure que l'on obtient les portées

si surprenantes réalisées récemment pour les ondes courtes (traversée de l'Atlantique avec moins de 1 kilowatt d'énergie à l'émission).

88. M. ECCLES a étudié de son côté la question et a admis qu'au-dessous de cette couche réfléchissante on trouvait d'autres couches ionisées et dont l'état électrique était variable d'un moment à l'autre et notamment variait avec l'éclairément. L'existence de telles couches expliquerait les variations d'intensité de réception que l'on a constatées depuis longtemps entre la réception diurne et la réception nocturne et le renforcement très net se produisant au lever et au coucher du soleil. On a constaté d'une façon générale que deux postes A et B reçoivent dans les conditions les plus mauvaises quand l'un est éclairé et l'autre dans la nuit. La réception est meilleure quand les deux postes sont tous deux éclairés ou tous deux obscurs et les réceptions de nuit sont généralement plus intenses que celles de jour. Quand, les deux postes étant dans l'obscurité tous deux, celui qui est le plus à l'Est approche du plan qui sépare la zone obscure de la zone éclairée, il y a un renforcement très net des signaux. Il en est de même quand au cours d'une réception diurne le poste le plus à l'Ouest approche de ce même plan de séparation. En un mot quand le plan de séparation de la lumière et de l'obscurité à la surface de la terre est entre les postes il forme écran ; quand les deux postes sont du même côté par rapport à ce plan et que le plan est près de l'un d'eux il semble réfléchir et renforcer l'onde. Ce phénomène s'expliquerait par des variations de l'état électrique de l'atmosphère causées par la lumière solaire. On n'a pas de certitude encore à l'heure actuelle sur le bien fondé de ces hypothèses, mais ce qui est indéniable en tout cas, c'est que l'atmosphère joue un rôle important dans la propagation des ondes. Il est curieux de constater, comme on le verra dans un autre fascicule, que la direction dans laquelle l'onde semble venir et que la radiogoniométrie indique en temps ordinaire être celle du correspondant, cette direction change à certaines heures et change considérablement (jusqu'à 90° de la direction réelle).

Il y a là un phénomène mal expliqué qui semble tenir à des causes atmosphériques encore mal définies. Peut-être la goniométrie nous donnera-t-elle la clef de l'énigme que constitue encore la question de la propagation des ondes.

89. Ce qui est certain c'est que la propagation aux grandes distances se fait infiniment mieux que le calcul ne pouvait le laisser espérer et c'est une circonstance très heureuse.

La formule d'AUSTIN donne des résultats voisins de ceux de l'expérience. Toutefois, aux ondes courtes (au-dessous de 150 mètres) cette formule ne semble plus pouvoir s'appliquer.

En effet, il résulte de la formule d'AUSTIN que pour porter à une distance donnée, il y a une longueur d'onde optimum qui, pour un I donné au départ,

permettrait d'avoir I_r maximum. Cette longueur serait d'autant plus grande que l'on veut porter plus loin.

Néanmoins l'expérience a prouvé que les ondes courtes ont une action à distance plus grande que les ondes longues. Une série d'essais effectués par des amateurs-émetteurs (dirigés, en France, par le D^r PIERRE COPRET) ont permis d'établir des liaisons radiotélégraphiques à travers l'Atlantique avec des puissances d'émission très faibles.

Les ondes courtes se sont révélées tout à fait aptes à assurer un service commercial régulier à longues distances. Aujourd'hui, les ondes courtes sont de plus en plus employées pour le trafic intercontinental où, avec des puissances relativement faibles, elles assurent la liaison régulière à très longue portée.

La propagation des ondes courtes est sujette à des lois particulières qui font l'objet de nombreuses études et hypothèses sortant du cadre de ce cours.

CHAPITRE V

L'ÉMISSION

90. Pour émettre en radiotélégraphie on peut employer soit des ondes amorties, soit des ondes entretenues, c'est-à-dire des ondes dont l'amplitude resté constante. En radiotéléphonie au contraire l'onde entretenue seule peut être utilisée et c'est pourquoi la téléphonie sans fil n'a été mise au point que récemment, après que l'on a su engendrer de façon pratique les ondes entretenues destinées à son émission. L'onde amortie, dont la réalisation était la plus simple et dont on a parlé

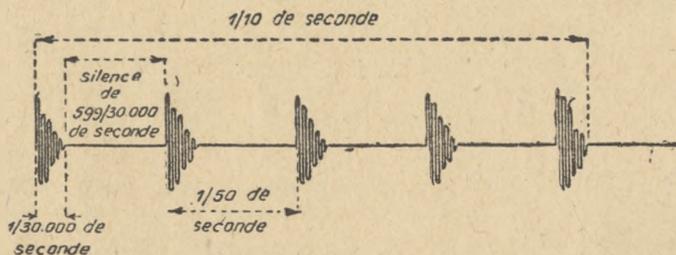


Fig. 66. — Emission d'un point Morse d'une durée de $1/10$ de seconde en amortie (50 étincelles à la seconde). On suppose que la longueur d'onde est de 100 mètres (fréquence 3.000.000) et que l'onde est amortie au bout de 100 oscillations (chaque train d'onde dure $1/30.000$ de seconde).

dans le premier chapitre, tend de plus en plus à disparaître. On la retrouve cependant dans certains appareils militaires où elle ne sera pas remplacée par l'onde entretenue d'ici quelque temps, surtout à cause de la simplicité du dispositif qui en permet la réception. Si l'on cherche à voir rapidement quels sont les avantages des ondes entretenues sur les ondes amorties, on constatera d'abord qu'elles se prêtent à des accords beaucoup plus précis à la réception, l'amortissement des ondes émises ayant pour conséquence un aplatissement de courbes de résonance,

d'autant plus important que cet amortissement est plus grand. Les amplitudes des ondes entretenues restent constantes, nous avons ensuite à énergie égale des tensions beaucoup moins élevées d'où moins de difficulté d'isolement des antennes et moins de causes de pertes. Enfin l'onde entretenue permet une utilisation beaucoup plus rationnelle de l'énergie mise en jeu.

On a vu en effet que pendant l'émission d'une onde amortie il y a de longues périodes dans le cours d'un même signal où aucune énergie ne passe dans l'antenne (fig. 66). Il en résulte que pour une même portée on consomme infiniment moins d'énergie avec un poste à ondes entretenues qu'avec un poste amorti. On l'a rapidement constaté aux Armées lorsque le poste type E3 qui ne consomme pas 50 watts a donné des portées supérieures au poste à étincelles alimenté sous 500 watts. Par conséquent, meilleure utilisation de l'énergie. Installation plus facile à cause des tensions moindres. Grande syntonie à la réception. Possibilité de faire de la téléphonie. Tels sont les principaux avantages de l'onde entretenue sur l'onde amortie.

91. Réalisation des postes à ondes amorties. — On a déjà en partie traité cette question dans le premier chapitre et montré qu'un poste à étincelles comprenait essentiellement un dispositif de charge d'un condensateur suivi d'un dispositif de décharge.

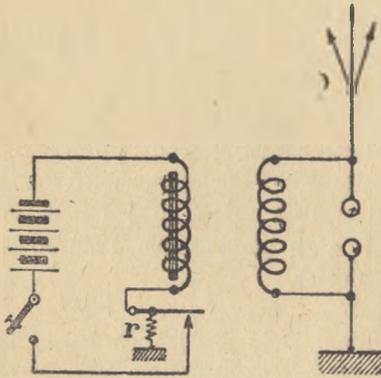


Fig. 67. — Montage direct d'une émission à étincelles supposée alimentée par une bobine d'induction (poste portatif d'infanterie).
(*r*, ressort de rappel de la palette de l'interrupteur primaire).

Dans le montage le plus élémentaire que l'on retrouve encore dans le poste de T. S. F. d'Infanterie, le condensateur comprend comme armatures l'antenne et la terre et l'étincelle se trouve intercalée dans l'antenne (fig. 67). C'est le montage direct qui n'existe plus que dans les postes de toute petite puissance et qui présente les inconvénients suivants (son seul avantage est sa très grande simplicité d'emploi qui l'avait fait adopter pour les exploitants souvent peu spécialisés du front) :

1°) L'antenne a une capacité relativement petite d'où, pour une énergie donnée $1/2 CV^2$, un V très grand ou, si on ne peut isoler suffisamment l'antenne, nécessité de réduire l'énergie.

2°) L'étincelle intercalée dans l'antenne augmente beaucoup la résistance de celle-ci et donne une onde très amortie, ce qui est un grave inconvénient, comme on l'a déjà vu, notamment pour la syntonie de la réception.

3°) Dans un tel montage il naît beaucoup d'harmoniques gênants (n° 72).

92. On a donc été rapidement amené à sortir l'étincelle de l'antenne et à passer par l'intermédiaire d'un circuit oscillant agissant sur l'antenne et comprenant une véritable capacité et une inductance (fig. 68). Cette capacité peut être

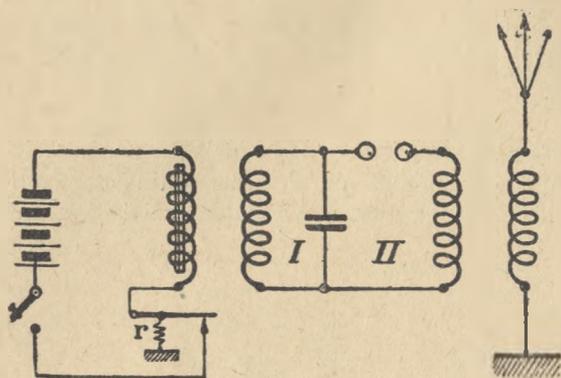


Fig. 68. — Montage indirect d'une émission à étincelle supposée alimentée par une bobine d'induction. r , ressort de rappel de la palette de l'interrupteur primaire.

aussi grande que l'on voudra, d'où possibilité de mettre en jeu une énergie $1/2 CV^2$ aussi importante que l'on veut sans que V prenne des valeurs dangereuses. A noter toutefois que cette grande capacité correspond à une valeur importante de T ($T = 2\pi\sqrt{LC}$) et par suite à une onde longue. Il n'est pas possible d'employer une énergie considérable en émettant des ondes courtes.

93. Un des inconvénients du montage indirect, tel que le représente la figure 68, c'est que le circuit de décharge II est généralement couplé assez serré avec l'antenne, il en résulte que cette dernière est le siège de deux ondes de même que le circuit II ; il se produit alors, comme on l'a vu, le phénomène des battements, il y a échange d'énergie entre le circuit II et l'antenne. L'énergie n'est pas employée au mieux. De plus, à la réception, si on s'accorde sur une des deux ondes, on perd toute l'énergie qui correspond à la seconde. Il y a donc grand intérêt à produire une seule onde. On y peut parvenir par le dispositif dit à choc dont on a parlé dans le premier chapitre et qui consiste essentiellement à munir le circuit

de décharge d'un éclateur spécial à très grande résistance qui amortit le circuit dès que l'étincelle éclate, de telle façon que le courant de décharge tend très rapidement vers 0 et que le circuit se trouve comme ouvert puisqu'il oppose une

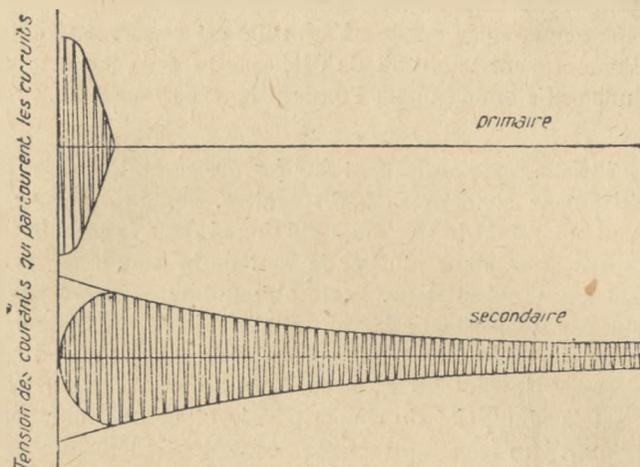


Fig. 69. — Vibration des courants primaire et secondaire dans le cas d'une émission par choc.

résistance presque infinie au courant qui aurait, du fait de l'action de l'antenne, tendance à y passer. Le circuit secondaire vibre alors comme s'il était seul (fig. 69) et ne donne que son onde propre.

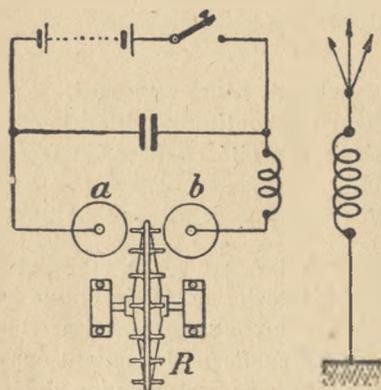


Fig. 70. — Schéma du dispositif émetteur MARCONI à éclateur tournant et à capacité alimentée par du courant continu haute tension. (R = Roue tournante munie de broches venant se placer entre les électrodes a et b.)

On peut aussi couper effectivement le circuit II à l'aide d'un éclateur tournant. C'est ce procédé qui a été réalisé par M. BOUTHILLON et employé par MARCONI dans son émission à courant continu haute tension dont la figure 70 donne le schéma.

94. Une source continue haute tension charge une capacité dont les armatures sont reliées à deux électrodes fixes entre lesquelles tourne une roue portant des broches qui viennent successivement se présenter en face des électrodes. Une étincelle jaillit à ce moment-là, le circuit de décharge de la capacité oscille et induit dans l'antenne, mais comme l'étincelle est coupée aussitôt qu'allumée, la réaction de l'antenne sur le circuit de décharge ne peut pas se produire et le dispositif émet une seule onde qui est l'onde propre de l'antenne.

95. On n'insistera pas autrement sur les postes à étincelles. Il semble qu'ils soient définitivement condamnés à disparaître. On en retrouve cependant aux Armées ce sont ceux dont le schéma a été donné dans le premier chapitre : Poste d'avion avec petit alternateur mû par le vent de la grande hélice. Poste d'Infanterie marchant sur accumulateur. Poste automobile actionné par un alternateur mis en marche par le moteur de la voiture et débitant sur une antenne parapluie. Ce dernier poste est réservé actuellement aux émissions météorologiques de l'Armée qui intéressent surtout les groupes d'Artillerie. Ce qui a fait maintenir de tels postes c'est la simplicité du dispositif récepteur qui leur correspond. Peut-être pourra-t-on un jour les remplacer par des postes de téléphonie sans fil qui peuvent être reçus comme des postes amortis sans émetteur à lampes local et sans installation délicate difficile à maintenir en bon état à l'extrême avant.

96. Postes à ondes entretenues. — A l'heure actuelle il existe 3 dispositifs pouvant donner des ondes entretenues, l'arc, l'alternateur, les lampes. On ne fera que citer ces dernières dont l'étude complète fait l'objet d'un fascicule spécial. On insistera plus longuement sur l'arc et sur l'alternateur.

97. L'arc électrique. Principe de son fonctionnement. L'arc chantant. — Si aux bornes d'un arc électrique alimenté par du courant continu on branche un circuit oscillant composé d'une inductance et d'une capacité choisies de façon que la période de ce circuit $T = 2\pi \sqrt{LC}$ soit de l'ordre de $\frac{1}{800}$ à $\frac{1}{1000}$, on entend l'arc produire un son qui correspond sensiblement à 800 ou 1.000 vibrations (fig. 71). De plus un thermique intercalé dans le circuit dévie, ce qui implique le passage d'un courant nécessairement alternatif puisque le condensateur C arrêterait de façon absolue un courant continu. L'arc a donc transformé le courant continu qui l'alimente en un courant alternatif dont la fréquence est fonction de la capacité et de l'inductance mises aux bornes. On explique ce phénomène de la façon suivante. Entre les points AB on constate que l'arc ne se comporte pas comme le ferait par exemple un conducteur métallique de résistance R. Pour ce

dernier à une intensité croissante du courant I correspondrait entre A et B une chute de tension également croissante et égale à chaque instant à RI . Au contraire, aux bornes de l'arc quand I augmente V diminue, et inversement. On dit que l'arc fonctionne comme une résistance négative. Mais alors si on branche,

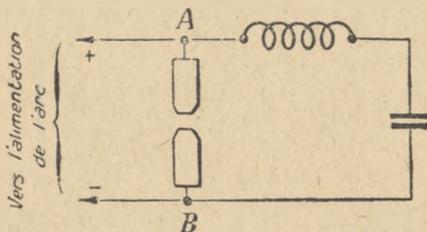


Fig. 71. — Arc chantant de DUBDELL.

comme on l'a dit, une capacité C aux bornes de l'arc, elle commence par se charger ; par suite de cette charge, le courant I qui traverse l'arc diminue, I diminuant, on vient de voir que V augmente entre les armatures de la capacité, ce qui favorise la charge. Quand cette charge est complète, la capacité se décharge, le courant I qui traverse l'arc augmente, V diminue, ce qui favorise la décharge à laquelle succède immédiatement une nouvelle charge et ainsi de suite. Les changements de volume de l'arc qui correspondent aux variations du courant qui le traverse se communiquent à l'air ambiant et donnent le son que DUBDELL a réalisé le premier.

98. Réalisation de l'arc donnant une fréquence radiotélégraphique. — Le dispositif décrit ci-dessus ne fonctionne convenablement que pour des fréquences musicales. Si l'on veut que l'arc transforme du courant continu en courant haute fréquence, il faut, une théorie plus poussée le montre, rendre l'arc aussi instable que possible. Pour cela, 1° on le fait jaillir dans une atmosphère hydrocarburée (gaz d'éclairage, vapeurs de pétrole ou d'alcool), 2° on refroidit l'anode à l'aide d'un courant d'eau et l'on refroidit aussi la cuve dans laquelle l'arc jaillit, enfin 3° on fait jaillir l'arc dans un puissant champ magnétique qui tend à le souffler et qu'on réalise à l'aide d'un électro-aimant généralement alimenté par le courant même qui fait fonctionner l'arc. Le circuit oscillant de la figure 71 est en même temps remplacé dans la généralité des montages par l'antenne et par la terre (montage direct) bien qu'il n'y ait pas d'impossibilité à réaliser un montage indirect qui donnerait une onde plus pure, montage qui a été employé notamment en Amérique. Ce montage indirect consiste à faire débiter l'arc dans un véritable circuit oscillant, lequel agit sur l'antenne.

Le schéma de l'arc radiotélégraphique tel qu'on le monte habituellement est

celui de la figure 72. L'anode An est en cuivre rouge, la cathode Ca en charbon. L'anode est refroidie par un courant d'eau, les bobines M constituent avec leur noyau de fer un électro-aimant créant le champ magnétique destiné à souffler l'arc ; les bobines *s* sont des inductances de protection empêchant le retour de la

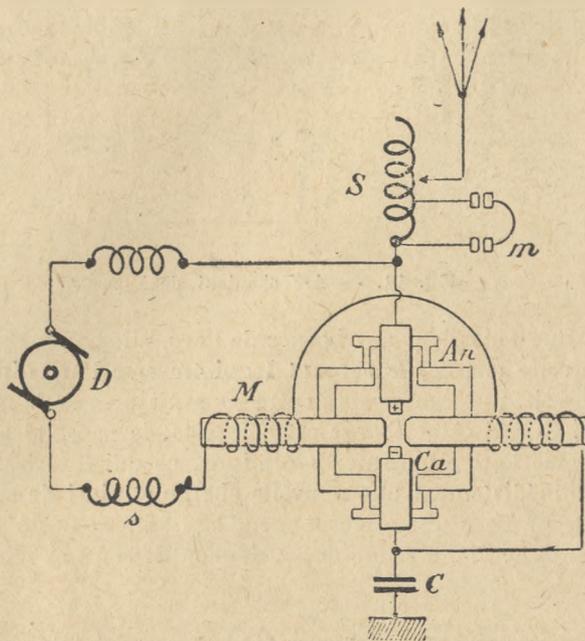


Fig. 72. — Montage d'un arc genre POUlsen pour émission de T. S. F.

haute fréquence vers la dynamo d'alimentation (généralement à 500 ou 1 000 volts) C est une capacité empêchant un court-circuit par la terre de cette dynamo au cas où un point de la machine serait accidentellement à la masse. S est une inductance d'antenne dont un certain nombre de spires peuvent être court-circuitées par le manipulateur *m* comme on va l'expliquer.

99. Manipulation de l'arc. — Pour envoyer des signaux Morse avec un tel dispositif, on use d'habitude de la méthode suivante. Un manipulateur *m* permet de court-circuiter ou de remettre en circuit un certain nombre de spires de la self d'antenne. L'arc débite en permanence sur l'antenne qui émet, le manipulateur étant baissé, une certaine onde et une onde différente quand le manipulateur est levé. Le récepteur accordé sur l'onde émise, manipulateur baissé, n'entend pas la 2^e onde dite de compensation et peut recevoir les signaux Morse que l'on expé-

die à l'aide du manipulateur au départ. Cependant l'onde de compensation existe et elle est gênante, d'une part, parce qu'elle empêche tout travail utile avec une onde de cette longueur, et ensuite parce qu'à la réception on la soupçonne souvent et on reçoit les signaux avec une netteté moindre que si elle n'existait pas. On a donc essayé de la supprimer, soit en faisant débiter l'arc sur l'antenne dans la position manipulateur baissé, et sur un circuit oscillant équivalent non rayonnant dans la position manipulateur levé, soit en branchant en permanence aux bornes de l'arc un tel circuit oscillant et en coupant brutalement l'antenne de l'arc pendant la manipulation. Ce dernier dispositif donne de bons résultats pour des arcs qui ne sont pas trop puissants mais fatigue les génératrices d'alimentation qui

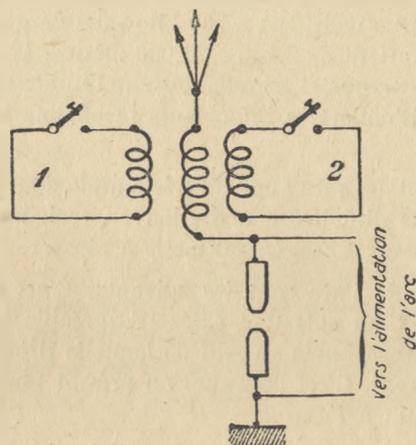


Fig. 73. — Dispositif schématique de M. ABRAHAM pour émettre simultanément 2 télégrammes avec le même arc.

travaillent avec des à-coups importants. M. ABRAHAM a imaginé un dispositif de double manipulation qui ne supprime pas l'onde de compensation mais qui permet d'envoyer deux télégrammes à la fois et de réduire ainsi le temps pendant lequel l'arc fonctionne à vide et pour rien. Voici le principe de ce dispositif. À l'émission deux circuits différents que l'on peut ouvrir ou fermer à l'aide d'un manipulateur pour chacun (fig. 73) agissent ou non suivant la position du manipulateur sur l'inductance de l'arc. Quand les deux manipulateurs sont ouverts, l'arc émet son onde de compensation ou de repos R. Quand le manipulateur 1 est baissé l'arc émet une onde A, quand c'est le manipulateur 2, l'arc émet une onde B, quand les deux manipulateurs sont baissés à la fois l'arc émet une troisième onde C. Si dans ces conditions on manipule deux télégrammes différents avec chacun des deux manipulateurs 1 et 2, le premier donne lieu à des émissions sur l'onde A et sur l'onde C, le deuxième à des émissions sur l'onde B et sur l'onde C. Il suffit alors d'avoir au point où l'on doit recevoir le 1^{er} télégramme

deux dispositifs récepteurs accordés l'un sur l'onde A, l'autre sur l'onde C et disposés pour actionner en parallèle le dispositif enregistreur ou récepteur. De même deux appareils de réception accordés sur B et sur C nous permettront de recevoir le 2^e télégramme. On double ainsi le rendement de l'arc en réduisant au minimum le temps mort pendant lequel est émise la seule onde de compensation.

100. Avantages et inconvénients de l'arc. Les deux avantages principaux de l'arc sont sa souplesse d'emploi et sa robustesse. On peut, avec des arcs, avoir une très grande gamme de longueur d'onde et une très grande gamme de puissances. On a fait des arcs allant de 1 à 500 kilowatts de puissance et travaillant sur des longueurs d'onde variant de 2.000 à 25.000 mètres. Pour un même arc on peut le plus simplement du monde et en agissant sur l'inductance d'antenne avoir une gamme de longueurs d'onde très importante et chaque longueur presque immédiatement.

L'arc est en même temps un appareil très simple dont l'emploi semble indiqué dans des pays lointains difficiles à ravitailler en rechanges et en techniciens de valeur. L'avarie d'un arc est en général facile à réparer.

Les inconvénients de l'arc sont les suivants. C'est un appareil demandant beaucoup d'entretien et un entretien assez désagréable à assurer. L'arc produit dans l'atmosphère hydrocarbonée au sein de laquelle il jaillit, une suie abondante qu'il faut nettoyer souvent. C'est pourquoi on prévoit toujours deux arcs jumeaux servant de rechange l'un à l'autre.

Le rendement de l'arc n'est guère que de 50 % au maximum, en appelant rendement le rapport de l'énergie mise dans l'antenne en trait continu à l'énergie dépensée pour l'alimentation du dispositif.

Enfin grief fondamental et dont les amateurs se plaignent en ce moment avec amertume, l'arc émet des harmoniques qui troublent la réception à d'assez grandes distances. On pourrait essayer de réduire cet inconvénient en employant un montage indirect, mais en fait ce montage n'a guère été mis en pratique du moins en Europe et il est exact que les arcs tels qu'ils se présentent presque partout sont assez gênants à ce point de vue.

En résumé, appareil simple et robuste, très souple dans ses réglages, appareil un peu désagréable comme entretien et d'un rendement moyen, mais surtout appareil très gênant à causes de ses harmoniques dans les régions où l'on fait beaucoup d'écoutes à proximité du poste émetteur. Par contre son emploi peut être indiqué dans des régions lointaines où existent peu de réceptions et où sa rusticité semble assurer un service plus sûr que celui de machines beaucoup plus délicates comme l'alternateur dont on va parler maintenant.

101. Alternateurs haute fréquence. Difficulté de leur réalisation. — Il semble, à regarder les choses superficiellement, que l'alternateur haute fréquence aurait dû être une des premières machines à réaliser en T. S. F. Puisque la radiotélégraphie consiste en dernière analyse à faire parcourir une antenne par du courant haute fréquence, la solution évidemment la plus simple était de construire une machine alternative donnant cette fréquence et de la brancher sur l'antenne, cela devenant d'autant plus réalisable que les longueurs d'onde augmentaient avec la puissance des postes et que l'on émettait dans les postes puissants avec des ondes comprises entre 10.000 et 25.000 mètres, ce qui correspond respectivement à des fréquences de 30.000 et de 12.000. Mais si l'on regarde la question d'un peu près, on voit tout de suite à quelle difficulté se heurte la réalisation de telles machines. En effet, un alternateur à 2 pôles dont le rotor fait N tours par seconde donne un courant de fréquence N .

Si le nombre des paires de pôles est égal à p la fréquence pour une même vitesse du rotor devient égal à pN .

Considérons un tel alternateur ayant $2p$ pôles et donnant la fréquence pN . Si D est le diamètre du rotor un point de la surface de ce rotor parcourt à chaque tour un chemin égal à πD et comme le rotor fait N tours par seconde le chemin parcouru en une seconde par le point considéré est égal à $N\pi D$. Cette quantité égale au chemin parcouru pendant l'unité de temps est la vitesse du point situé sur la surface du rotor, ou plus simplement la *vitesse périphérique* du rotor.

Par ailleurs si a est la distance d'axe en axe de 2 pôles consécutifs on a (puisque les $2p$ pôles de la machine occupent toute la circonférence qui entoure le rotor)

$$\pi D = 2ap.$$

Des deux équations V (vitesse périphérique) = $N\pi D$ et

$$\pi D = 2ap.$$

On tire $a = \frac{\pi D}{2p}$ ou en remplaçant D par sa valeur $\frac{V}{N\pi}$

$$a = \frac{V}{2Np} = \frac{V}{2f}$$

puisque l'on a vu que la fréquence f était égale à Np .

La vitesse périphérique V est limitée pour des raisons mécaniques. ALEXANDERSON a admis une vitesse de 300 mètres seconde, ce qui est énorme, l'alternateur Béthenod n'a qu'une vitesse moitié moindre soit 150 mètres à la seconde. Admettons une telle vitesse et supposons que l'on veuille réaliser une machine donnant la longueur d'onde 10.000, ce qui correspond à la fréquence 30.000. On a $V = 150$ $2f = 60.000$ et l'équation donnée plus haut indique pour a le pas

polaire la valeur $\frac{150}{60000}$ soit 0,002.

La distance d'axe en axe de 2 pôles consécutifs devrait donc être de 2 millimètres ce qui rend à peu près impossible la mise en place des conducteurs. Si l'on ne veut pas consentir à des vitesses périphériques dangereuses, il faut donc chercher des artifices qui permettront de construire effectivement la machine. Ces artifices sont de deux espèces et conduisent à 2 catégories d'alternateurs tout à fait distinctes. Ou bien on renonce à obtenir directement la fréquence voulue et on construit un alternateur à fréquence nettement plus basse, c'est le cas des machines Goldschmidt et des machines en service au poste allemand de Nauen, ou bien par des artifices de denture on réalise directement la fréquence voulue sans vitesse périphérique excessive et c'est le cas de la machine de Béthenod Latour. ALEXANDERSON qui a admis une vitesse périphérique de 300 mètres a usé également d'artifices de denture tout au moins dans ses machines les plus récentes.

102. Alternateurs à fréquence fondamentale réduite et à fréquence multipliée par des dispositifs spéciaux. Dispositif Goldschmidt. — Les alternateurs de ce type ont des fréquences de l'ordre de quelques milliers de périodes (8.000 par exemple) et cette fréquence peut être doublée ou triplée par deux procédés principaux.

Ou bien on multiplie la fréquence dans l'alternateur même et c'est le dispositif Goldschmidt ou bien on use d'un appareil extérieur : doubleur ou tripleur de fréquence dont le principe repose sur le phénomène de saturation du fer.

Le principe de l'alternateur Goldschmidt est le suivant : Si l'on considère un alternateur ordinaire dont l'inducteur, qui sera par exemple le stator, est alimenté par du courant continu, l'induit donne un courant de fréquence f . Si ce courant est envoyé dans le stator d'un 2^e alternateur, on constate et on démontre que le rotor de ce 2^e alternateur donne un courant de fréquence $2f$, si l'on envoie ce courant de fréquence $2f$ dans le stator d'un 3^e alternateur le rotor de cet alternateur sera le siège d'un courant de fréquence $3f$, en même temps d'ailleurs que d'un courant de fréquence f . Plus généralement à un courant de fréquence mf dans le stator du $m^{\text{ième}}$ alternateur correspondront deux courants dans le rotor l'un de fréquence $m - 1f$, l'autre de fréquence $m + 1f$. Si maintenant au lieu de considérer une série d'alternateurs en cascade, on considère un alternateur unique dont le stator est parcouru par un courant continu, on constate que le rotor est parcouru par un courant d'une certaine fréquence f dépendant de la vitesse du rotor. Si l'on anime par la pensée rotor et stator d'un mouvement de rotation inverse de celui du rotor, les positions relatives du stator et du rotor ne seront pas changées et le rotor devenu immobile et parcouru par un courant alternatif de fréquence f induira dans le stator supposé tournant avec la vitesse même du rotor mais en sens inverse un courant de fréquence $2f$. Ce courant donnera à son tour dans le rotor un courant de fréquence $3f$ et un cou-

rant de fréquence f et ainsi de suite. En d'autres termes, et c'est le théorème de Boucherot, dans un alternateur quelconque, on trouve aux bornes de l'induit une série de courants ayant des fréquences égales à de multiples impairs de la fréquence fondamentale et aux bornes de l'inducteur toutes les fréquences égales à des multiples pairs. Si l'on veut mettre en évidence dans un circuit extérieur une fréquence donnée il suffit de brancher aux bornes du rotor et du stator un circuit oscillant réglé sur cette fréquence, l'inductance de ce circuit comprenant outre l'inductance extérieure celle de l'enroulement de la machine. C'est ainsi qu'est montée la machine Goldschmidt qui donnant la fréquence fondamentale 10.000, peut aussi aux bornes de l'induit donner la fréquence 30.000 et aux bornes de l'inducteur 20.000 et 40.000. On a été jusqu'à cette dernière fréquence. Il est difficile d'aller plus loin car on arrive à un trop mauvais rendement. On manipule avec cette machine sur l'excitation de l'alternateur et on obtient une régulation suffisante en intercalant une résistance dans l'excitation du moteur continu qui entraîne la machine, ce qui tend à augmenter la vitesse en même temps que l'on fait débiter l'alternateur qui, lui, a tendance à ralentir. La machine qui fonctionnait à Eilvese (Hanovre) pendant toute la guerre tournait à 3.000 tours et absorbait 160 kilowatts pour l'entraînement de l'alternateur.

103. Doubleurs et tripleurs de fréquence. — Le poste de Nauen marche depuis longtemps avec un alternateur de fréquence relativement basse (8.000) et des doubleurs ou tripleurs de fréquence dont on va donner le principe.

104. Si l'on prend un transformateur dans le primaire duquel on envoie le courant de l'alternateur, on recueille aux bornes du secondaire un courant dont

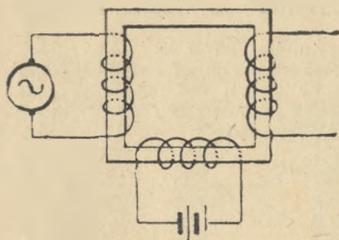


Fig. 74. — Transformateur à fer saturé par du courant continu. Seule une alternance du courant primaire a une action sensible sur le flux secondaire.

la courbe a la même allure que celle du courant primaire. Mais si le transformateur porte un 3^e enroulement alimenté par du courant continu (fig. 74) et réglé de façon que le fer soit saturé par ce courant, on constate alors le phénomène suivant. Des deux alternances du courant alternatif primaire, l'une, celle qui débite dans le même sens que le courant continu, n'a qu'une faible

action sur le secondaire, puisque le fer étant saturé à l'avance la variation d'intensité du courant ne peut que changer très peu le flux, l'autre alternance au contraire aimantant le fer en sens inverse du sens dans lequel agit le courant

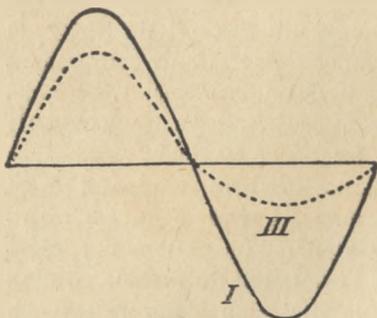


Fig. 75. — Courbe I : Courant primaire.
Courbe II : Courant secondaire.
Action d'un courant sinusoïdal primaire sur l'enroulement secondaire d'un transformateur saturé par du courant continu.

continu donne une importante variation du flux, d'où une variation importante dans le courant secondaire. La fig. 75 représente en trait plein l'allure du courant primaire et en pointillé celle du secondaire. Si maintenant on prend deux

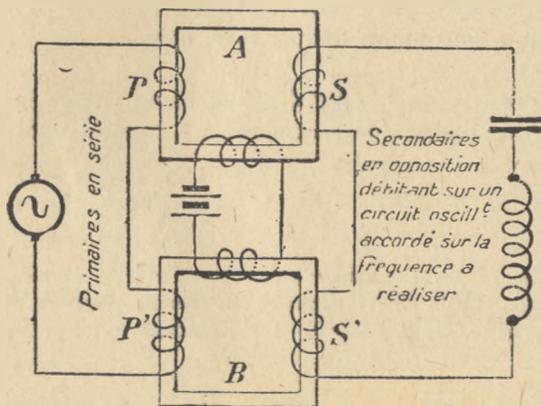


Fig. 76. — Ensemble de 2 transformateurs à fer saturés par du courant continu constituant un doubleur de fréquence. Le courant continu circule en sens inverse dans les enroulements des transformateurs A et B.
PP' primaires en série.
SS' secondaires en opposition débitant sur un circuit oscillant ou sur une antenne accordée sur la fréquence à réaliser.

transformateurs analogues (fig 76) mais tels que le 2^e ait son enroulement continu parcouru en sens inverse, si de plus ayant monté les primaires en série avec l'alternateur dont on veut doubler la fréquence, on monte les secondaires en opposition, on voit qu'on a dans le circuit secondaire un courant dont la courbe est donnée par la fig. 79 et qui correspond bien à une fréquence double, fréquence qui sera d'autant plus nette que l'on pourra faire débiter le secondaire dans un

circuit oscillant accordé sur elle ⁽¹⁾ ; la figure 76 donne le schéma du dispositif, les figures 77, 78, 79 montrent l'allure du courant dans chacun des deux secondaires supposés seuls et l'allure du courant final, les deux secondaires étant mis en opposition, on voit que le courant final pris à la sortie des secondaires (courbe

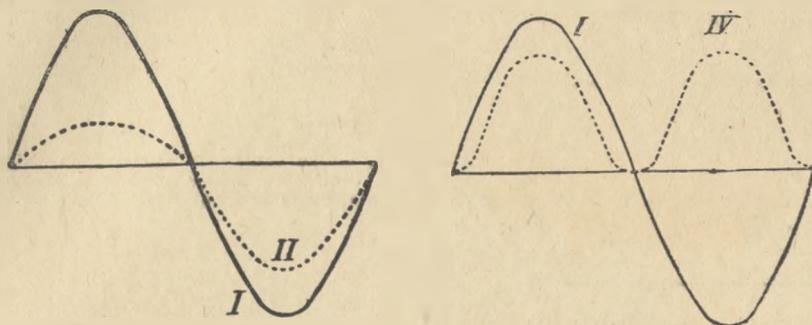


Fig. 77 (voir fig. 75), 78, 79.

- I : Courant primaire.
- II : Courant dans le premier secondaire supposé seul.
- III : Courant dans le deuxième secondaire supposé seul.
- IV : Superposition des 2 courants secondaires après mise en opposition des enroulements. La somme des courbes II et III (l'une des courbes composante étant changée de signe) donne une courbe dont la fréquence est double de celle du courant I.

en pointillé de la figure 79) aura une fréquence double de celle du courant originel (fig. 79 trait plein).

105. Les tripleurs de fréquence reposent aussi sur le principe de la saturation du fer, mais fonctionnent sans source continue auxiliaire. Si l'on prend un

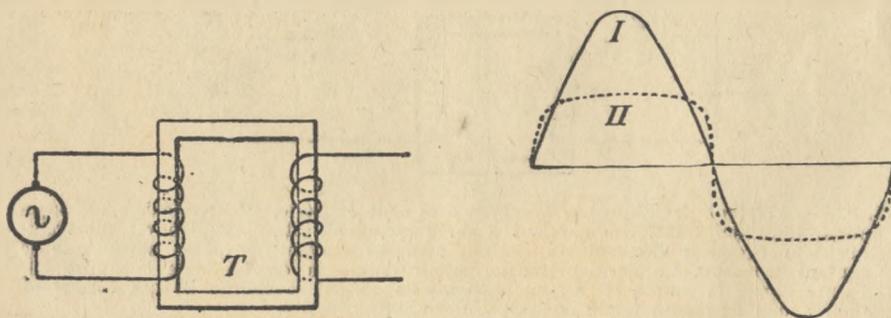


Fig. 80. — Le transformateur T ayant son fer saturé très rapidement, l'allure du courant secondaire est donnée par la courbe II. La courbe I est la courbe du courant primaire.

(1) Ou bien sur une antenne dont l'onde propre correspond bien à la fréquence en question ou est dans un rapport simple avec l'onde qui correspond à cette fréquence.

1^{er} transformateur dont le fer se sature dès que le courant primaire commence à augmenter, la courbe du courant secondaire sera celle de la figure 80 (en pointillé). On constate que cette courbe II s'obtient en retranchant de la courbe normale du courant (courbe I) la courbe III correspondant à un courant de fréquence

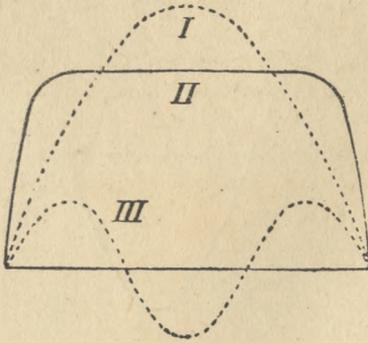
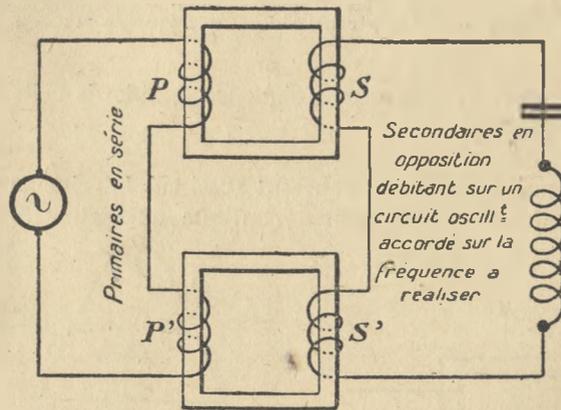


Fig. 81. — La courbe II s'obtient en retranchant de la courbe I correspondant à la fréquence de l'alternateur la courbe III de fréquence triple.

triple (fig. 81). Si donc on dispose de deux transformateurs, l'un rapidement saturé, l'autre qui ne se sature pas, il suffit de faire parcourir en série leurs pri-



Fi. 82. — Tripleur de fréquence. Les primaires sont en série, les secondaires en opposition. L'un des transformateurs est à fer rapidement saturé, l'autre est un transformateur ordinaire donnant un courant secondaire ayant la même allure que le courant primaire. Ce dernier transformateur donne la courbe I de la figure 81, l'autre donne la courbe II. En les opposant on obtient la courbe III qui correspond bien à une fréquence triple de celle du courant primaire.

PP' primaires en série.

SS' secondaires en opposition débitant sur un circuit oscillant ou sur une antenne accordée sur la fréquence à réaliser.

maires par le courant dont on veut tripler la fréquence et d'opposer leurs secondaires (fig. 82). On trouve comme résultante des deux courbes I et II la courbe III

qui correspond bien à une fréquence triple. Un alternateur marchant ainsi avec doubleur et tripleur statiques, fonctionnait à Sayville pendant la Guerre. Avec 2 tripleurs et 3 doubleurs on peut multiplier la fréquence par 2, par 6, par 4 ou par 8. L'alternateur de Sayville donnait 150 kilowatts à 1 700 tours, son rendement n'était que de l'ordre de 25 %, c'était, comme l'alternateur dont on va parler maintenant, une machine homopolaire à fer tournant.

M. Latour a réalisé récemment pour fonctionner avec son alternateur haute fréquence des doubleurs et des tripleurs au ferro-nickel qui semblent donner un très bon rendement.

106. Machine Alexanderson. — ALEXANDERSON a été l'un des premiers à réa-

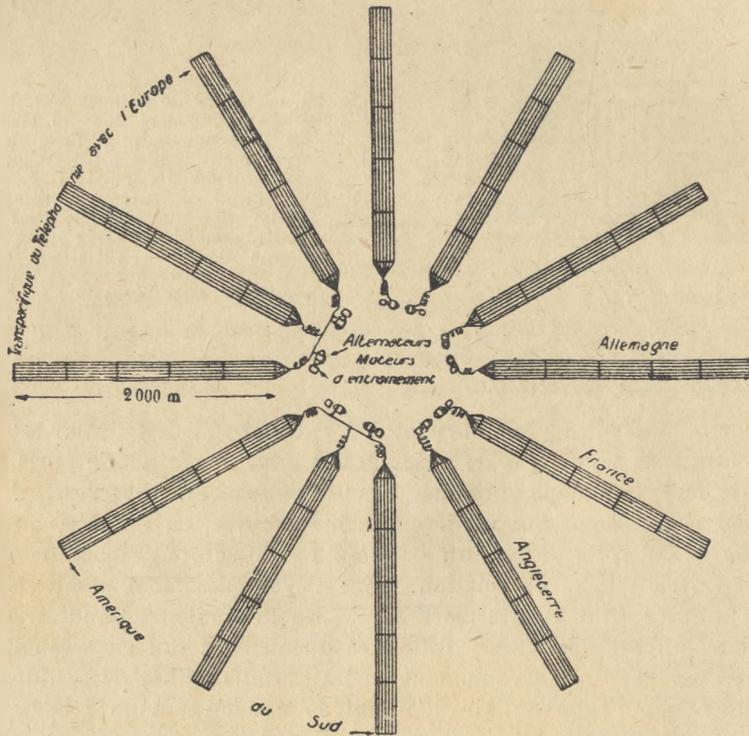


Fig. 83. — Station émettrice de ROCKY-POINT, 12 nappes d'antenne de 125 mètres de haut et de 2.000 de long, 10 alternateurs de 200 kilowatts.

liser une machine à haute fréquence pratiquement utilisable. Parti d'un modèle de petite puissance qui tournait à des vitesses atteignant 20 000 tours minutes,

il a réalisé des machines de 200 kilowatts dont la vitesse périphérique n'est plus que de 150 mètres par seconde et le nombre de tours de 2.170. Dix de ces machines sont installées dans le grand poste américain de Rocky Point, près New-York, poste qui mérite une description particulière. Ce poste comprend 12 antennes en nappe, supportées chacune par 6 pylônes de 125 mètres de hauteur, la nappe ayant 2 kilomètres environ de longueur. Ces 12 antennes rayonnent autour d'un bâtiment d'émission qui contient les 10 alternateurs de 200 kilowatts dont on vient de parler. Ces alternateurs peuvent travailler isolément ou couplés sur une ou plusieurs nappes. L'ensemble constitue donc une station à émissions multiples d'une puissance totale de 2 000 kilowatts et qui couvre un espace circulaire de plus de 12 kilomètres carrés (fig. 83). La machine Alexanderson (fig. 84) est un

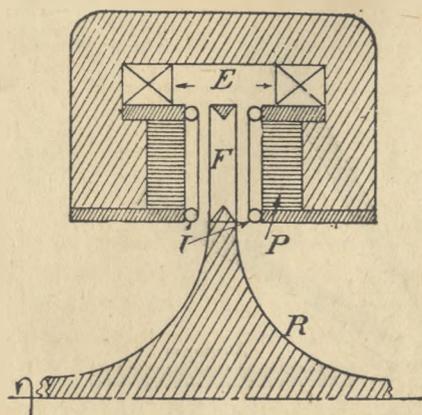


Fig. 84. — Coupe de l'alternateur ALEXANDERSON.
E : Bobines inductrices dont le plan des spires est perpendiculaire à l'axe de rotation.
I : Enroulement induit placé en zig-zag sur les épanouissements polaires P.
R : Rotor muni de fentes F, remplies par un métal non magnétique qui sépare les dents dont le passage devant les pôles donne lieu aux variations de flux qui ont pour conséquence la production du courant haute fréquence

alternateur homopolaire à fer tournant et à entrefer radial. Le rotor est un disque plein en forme de solide d'égale résistance et dont la périphérie porte un certain nombre de dents (300 dans le modèle à petite puissance). L'intervalle de ces dents est d'ailleurs rempli par une matière non magnétique, en l'espèce, du cuivre. Ce disque tourne entre les pôles d'un électro-aimant fixe dont la bobine a ses spires perpendiculaires à l'axe de rotation. Dans l'épanouissement polaire sont ménagées des rainures où se trouve placé en zig-zag l'enroulement induit. Pour éviter des tensions importantes et les difficultés d'isolement qui en seraient la conséquence, on a réparti cet enroulement en un grand nombre de sections. Ces sections agissent par l'intermédiaire d'autant de transformateurs à haute fréquence sur des secondaires tous placés en parallèle dans l'antenne.

Les alternateurs Alexanderson de 200 kilowatts installés en Amérique ont des fréquences correspondant à l'onde 13 500 environ (fréquence 22 200).

107. Le dispositif de manipulation et de régulation de cette machine est particulièrement curieux. La régulation est dans tous les alternateurs H. F. un pro-

blème extrêmement important, car de la constance de la vitesse de rotation dépend la constance de la longueur d'onde.

Pour manipuler sa machine, ALEXANDERSON emploie un dispositif basé, lui aussi, sur les phénomènes de saturation du fer. En parallèle, sur les secondaires dont on vient de parler, ALEXANDERSON dispose un transformateur qui n'est pas sans analogie avec ceux des doubleurs de fréquence (fig. 85). Sur une des branches

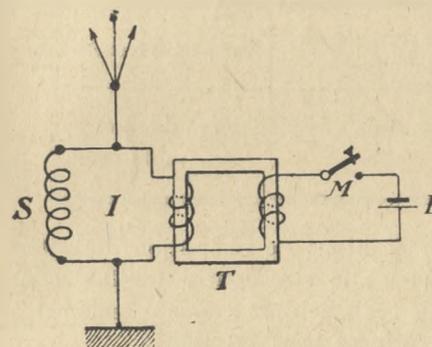


Fig. 85. — Schéma du dispositif de manipulation de l'alternateur ALEXANDERSON. La source de courant continu E sature, quand le manipulateur M est baissé, le fer du transformateur T et désaccorde le dispositif constitué par l'inductance S sur laquelle agit l'alternateur et le secondaire du transformateur dont l'inductance change quand le fer est saturé.

est disposée une inductance réglée de façon que l'ensemble de cette inductance et du secondaire S soit accordé sur la période de l'alternateur qui débite ainsi au maximum dans l'antenne. Dans l'autre branche est disposé un enroulement que l'on peut faire parcourir, en abaissant un manipulateur, par du courant continu dont le rôle est de saturer le fer du noyau. Quand le manipulateur est abaissé cette saturation a lieu, l'inductance change de valeur et le circuit I est désaccordé. Il passe peu de chose dans l'antenne. On peut ainsi, avec une énergie très réduite et par conséquent dans des conditions très faciles, manipuler un courant d'antenne très intense.

108. Pour assurer la régulation de l'alternateur, on emploie le dispositif suivant : Un circuit oscillant est réglé sur une fréquence très voisine de celle de l'alternateur et un peu au-dessus. Quand l'alternateur s'emballe et atteint la fréquence de ce circuit, le circuit est parcouru par un courant plus intense qu'en régime normal. Ce courant redressé par une lampe vient saturer un noyau de fer entouré par une inductance intercalée dans le circuit d'alimentation du moteur triphasé qui entraîne l'alternateur. Cette inductance changeant de valeur agit dans le sens convenable sur la vitesse du moteur et l'alternateur ralentit.

Il semble que la machine ALEXANDERSON ait donné des résultats satisfaisants.

109. Machine Bethenod-Latour. — C'est encore un alternateur homopolaire à fer tournant mais dont l'entrefer est cylindrique et dont les encoches ont pu être

augmentées à l'aide d'un artifice de denture dans le détail duquel on n'entrera pas.

Les machines réalisées vont de 25 à 500 kilowatts. Les plus petites tournent à 6.000 tours minute, les plus puissantes à 2.500 tours.

Le tableau ci-dessous donne pour les machines de 200 et 500 kilowatts le poids du rotor, la vitesse de rotation et la dimension de l'entrefer.

Puissance de la machine	Poids du rotor	Nombre de tours par minute	Dimension de l'entrefer
200 kilowats	4600 kg.	3000	7/10 de mm.
500 kilowats	7500 kg.	2500	8 à 9/10 de mm.

On juge par ces chiffres de la difficulté mécanique de réalisation des alternateurs puissants. Les machines tournent dans une atmosphère raréfiée pour éviter les pertes par ventilation. De plus, comme ces machines auraient tendance à chauffer, on les refroidit par une circulation d'huile sous pression.

La manipulation et la régulation sont plus simples que pour l'alternateur d'ALEXANDERSON.

Pour manipuler, on court-circuite simplement l'alternateur qui est divisé en 6 ou 8 sections qui débitent sur le primaire d'un transformateur H. F. dont le secondaire est intercalé dans l'antenne. La régulation s'obtient par un régulateur à boules qui agit sur l'excitation du moteur entraînant la machine alternative. De plus, un dispositif centrifuge agit par l'intermédiaire d'un régulateur Thury sur le courant de la génératrice continue qui alimente le moteur.

110. Avantages et inconvénients des alternateurs. — L'avantage principal des alternateurs c'est qu'ils donnent une onde très pure et dépourvue d'harmoniques. Ils permettent d'émettre sans onde de compensation. Ils ne nécessitent aucun entretien malpropre comme celui de l'arc. Ils fonctionnent avec des montages très simples qui font ressembler les postes modernes de T. S. F. à de simples centrales. Ils ont contre eux leur manque de souplesse en ce qui concerne la variation de la longueur d'onde. La longueur d'onde d'un alternateur étant directement liée à sa vitesse on ne peut faire varier cette longueur d'onde que par une variation de cette vitesse, c'est-à-dire dans de faibles limites, si l'on ne veut pas perdre de la puissance ou risquer des survitesses dangereuses. L'emploi des doubleurs et des tripleurs de fréquence améliore cet état de choses, mais ne donne encore que des variations de longueur d'onde discontinues tout en diminuant le rendement. Par ailleurs l'alternateur semble délicat pour des installations lointaines en des pays peu accessibles. S'il paraît l'emporter sur l'arc pour des installations en pays civilisés, ce dernier reprend ses avantages pour les installations

difficiles à ravitailler et qui ne peuvent compter sur un personnel de premier choix. Mais cette controverse entre l'arc et l'alternateur a perdu de son intérêt en ce moment car elle s'est terminée par la victoire de la lampe.

111. Un mot sur les postes à lampes. — On se propose, sans empiéter sur les chapitres consacrés aux triodes, de dire un simple mot des postes à lampes, d'abord au point de vue de leurs avantages ou de leurs inconvénients, comparés à ceux des autres générateurs d'ondes entretenues et ensuite au point de vue de leur emploi dans les postes de téléphonie, question au premier plan de l'actualité et sur laquelle il convient d'attirer votre attention.

Le poste émetteur à lampes réunit les principaux avantages que l'on a énumérés pour l'alternateur et pour l'arc. Comme l'alternateur, il émet une longueur d'onde plus pure que l'arc et, en même temps, comme ce dernier, il est très souple en ce qui concerne les variations à faire subir à cette longueur d'onde.

Ce qu'on pouvait reprocher aux lampes c'était leur fragilité et leur prix. Une installation de grosses lampes était, jusqu'ici, à la merci d'une manœuvre maladroite qui pouvait en un instant mettre hors service de façon irréparable un matériel coûtant plusieurs dizaines de milliers de francs. Cet inconvénient va probablement disparaître par l'emploi des lampes démontables mises au point par M. HOLWECK. Ces lampes, dont chacune est montée en permanence sur une pompe destinée à y maintenir le vide, peuvent être démontées en cas d'avarie. On peut changer le filament ou la grille hors service et réparer ainsi dans un temps très court et à peu de frais la mise hors service accidentelle.

Le procédé d'émission à l'aide de lampes devient ainsi industriel et c'est une raison de plus pour qu'on puisse croire à un brillant avenir pour les lampes émettrices et pour les postes qui les emploient.

112. On va, pour terminer, dire quelques mots sur la téléphonie bien qu'elle soit surtout une question d'émission par lampes. On signalera simplement son principe qui consiste à moduler une onde porteuse émise en permanence par l'antenne et sur laquelle on agit par l'intermédiaire d'un microphone.

Les montages les plus intéressants étant des montages par lampes sont décrits dans un fascicule spécial. On indiquera ici le dispositif de M. ALEXANDERSON, lequel fait de la téléphonie à l'aide de son alternateur en remplaçant le montage à saturation dont il est parlé plus haut (n° 107) par un dispositif analogue où le manipulateur est remplacé par un microphone (fig. 86) une variation d'intensité dans le circuit microphonique agissant sur l'inductance S et par suite sur le débit de l'antenne.

On a radiotéléphoné aussi avec des arcs suivant des montages très variés dans le détail desquels il n'y a pas lieu d'entrer, mais cette façon de faire de la téléphonie semble actuellement abandonnée.

On signalera simplement pour achever ces considérations sur la radiotéléphonie, le fait suivant. Si l'onde porteuse, l'onde que le microphone doit modu-

ler, a la fréquence F , et que l'on émette une vibration sonore de fréquence f , on voit, par une étude approfondie de la question, que le poste récepteur reçoit outre l'onde de fréquence F , deux ondes qui se superposent à celle-là, l'une de fréquence $F + f$, l'autre de fréquence $F - f$.

Si au cours de la conversation, on utilise comme c'est le cas, toute une série de fréquences sonores égales ou inférieures à f , on voit qu'à la réception on super-

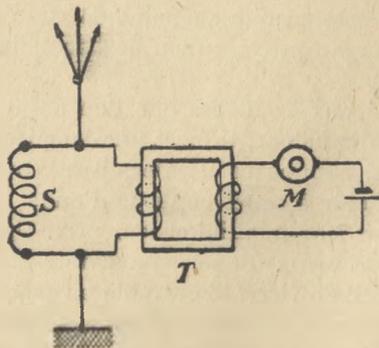


Fig. 86. — Dispositif ALEXANDERSON pour la Radiotéléphonie. Le microphone M agit sur le courant continu qui traverse le primaire du transformateur T . Suivant l'intensité de ce courant le fer du transformateur est plus ou moins voisin de la saturation, ce qui influe sur la valeur de l'inductance du secondaire et le débit de l'alternateur dans l'antenne (l'alternateur débite dans des enroulements primaires qui agissent par induction sur le secondaire S).

pose à F toute une gamme, toute une bande de fréquences comprise entre $F + f$ et $F - f$.

Autrement dit, la téléphonie est beaucoup moins syntonisée que la télégraphie et on trouvera l'accord du correspondant qui téléphone non plus pour une position donnée des condensateurs de réception correspondant à la fréquence F mais pour toute une série de positions de ces capacités correspondant à toute une bande de fréquences.

Si l'on calcule la largeur de cette bande pour des ondes de 300 mètres, 3.000 mètres, 30.000 mètres, et f étant égal à 1.000 par exemple, on trouve que la bande en question correspond aux valeurs suivantes. Pour l'onde 300 la bande est de 0 m. 60, pour l'onde 3.000 elle est de 60 mètres, pour l'onde 30.000 elle est de 6.000 mètres.

Il ne faut pas compter téléphoner sur des ondes longues, car on serait très rapidement brouillé. Par contre si on émet sur des ondes courtes, on pourra prévoir beaucoup d'émissions simultanées.

L'avenir en ce qui concerne la téléphonie, semble donc devoir être réservé aux ondes courtes. Comme ces dernières traversent à présent l'Atlantique, cette sujétion est moins inquiétante qu'elle ne pouvait sembler l'être au début de la radiotéléphonie.

CHAPITRE VI

LA RÉCEPTION

113. On donnera dans ce chapitre les principes généraux qui régissent les phénomènes de la réception. Pour les montages et les réalisations de détail la réception est surtout une question de lampes. Elle sera donc traitée plus loin. On s'en tiendra dans le présent chapitre aux généralités.

114. Principe de la réception. — Un poste récepteur comprend essentiellement, en dehors des appareils de réception proprement dits, un ensemble de conducteurs métalliques constituant un circuit ouvert ou fermé et qui, sous l'action

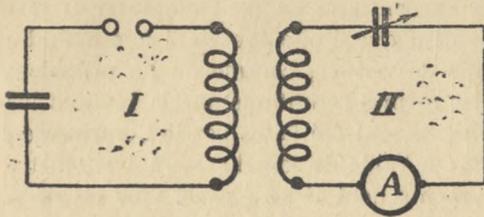


Fig 87. — Schéma théorique d'une réception.
I circuit émetteur.
II circuit récepteur en couplage très lâche
avec l'émetteur.

du champ produit par les ondes venant d'un émetteur, devient le siège d'un courant haute fréquence qu'il s'agit de rendre accessible à nos sens. L'émetteur et le récepteur correspondant peuvent être considérés comme des circuits en couplage très lâche. Considérons donc deux circuits ainsi couplés lâchement (fig. 87). Le circuit I sera le circuit émetteur parcouru par un courant haute fréquence dont la période est approximativement égale à $2\pi\sqrt{LC}$.

L'on sait que l'effet est maximum dans le circuit II si la période propre de ce circuit est égale à celle du circuit émetteur. On pourra par exemple déceler cet

effet au moins théoriquement à l'aide d'un appareil thermique A intercalé dans le circuit. La théorie des circuits couplés montre que le circuit II va être le siège de deux oscillations, l'une libre ayant les caractéristiques du circuit II, l'autre forcée ayant la période et l'amortissement du circuit I. En particulier, si le circuit I émet une onde entretenue, l'oscillation libre, nécessairement amortie, disparaîtra rapidement et le circuit II sera très rapidement le siège d'oscillations entretenues de période égale à celle de I (et qui sera aussi celle de II puisque l'on suppose les circuits accordés). On sait aussi que l'intensité du courant de réception sera d'autant plus grande que les circuits et en l'espèce le circuit récepteur, s'il reçoit une onde entretenue, sera moins amorti. Il y a donc le plus grand intérêt à diminuer la résistance du circuit de réception et c'est pourquoi les dispositifs à réaction dont on parlera dans les chapitres traitant des lampes et qui ont pour but de diminuer cette résistance donnent des résultats excellents dans les postes récepteurs.

115. Mesure du courant de réception. — Supposons donc installé en un point un dispositif récepteur dont on verra plus loin le détail et que l'on aura soigneusement accordé sur l'onde à recevoir après avoir eu soin de le rendre aussi peu résistant que possible. Il est parcouru par un courant de réception dont la valeur est aussi grande que possible. Comment rendre ce courant accessible à nos sens? On peut distinguer deux cas. Ou bien on veut mesurer ce courant comme l'ont fait le Commandant TISSOT et DUBDELL, ou bien l'on veut réellement recevoir pour faire pratiquement de la T. S. F. Pour faire des mesures, on a imaginé des appareils très sensibles mais qui nécessitent cependant une énergie de l'ordre du dixième de microwatt. Pour la réception au contraire on peut employer le téléphone qui n'a besoin pour son fonctionnement que d'une énergie 5 fois moindre. Les mesures à la réception qui ont permis de vérifier, comme on l'a précédemment dit, que l'onde se propageait dans les mêmes conditions que la lumière jusqu'à des distances de l'ordre de 200 kilomètres, ont été faites par le Commandant TISSOT à l'aide du bolomètre et par DUBDELL à l'aide de son thermo-galvanomètre.

L'on ne fera que citer ici ces instruments dont il sera parlé plus en détail plus loin.

116. Téléphone. Nécessité du détecteur. — Le téléphone, que l'on substitue aux instruments que l'on vient de nommer quand au lieu de faire des mesures on veut recevoir, est beaucoup plus sensible que le bolomètre ou le thermo-galvanomètre, mais si on l'intercale directement dans le circuit récepteur, on n'obtiendra aucun résultat. D'une part, en effet, sa membrane a une inertie beaucoup trop grande pour suivre les variations d'attraction que lui fait subir le courant alternatif à haute fréquence qui traverse l'électro-aimant de l'écouteur et d'autre part,

si la plaque pouvait vibrer avec la fréquence du courant de réception, l'oreille n'entendrait pas une vibration aussi rapide. Il faut donc adjoindre au téléphone un dispositif qui le rende sensible aux courants à enregistrer, ce dispositif est le détecteur. On appelle détecteur tout appareil qui, intercalé dans un circuit parcouru par un courant alternatif, se laisse plus facilement traverser par une alternance que par l'autre, de sorte que le courant moyen qui le traverse au lieu d'être nul aura une certaine valeur. Deux cas sont alors à distinguer, ou bien on reçoit une émission à étincelles, ou bien on reçoit une onde entretenue.

117. Dans le premier cas, on l'a vu en détail dans le premier chapitre, l'émission se compose d'une série d'impulsions rapidement amorties correspondant à chaque étincelle et dans l'intervalle desquelles aucune onde n'est émise. Le détec-

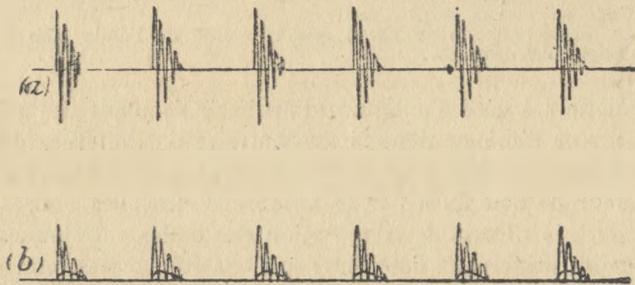


Fig. 88. — Détection d'une onde amortie

- a) train d'oscillations avant détection.
 b) le détecteur ne laisse passer que la moitié des oscillations. Il donne un courant moyen correspondant à chaque impulsion ou train d'ondes. On obtient au téléphone un son dont le nombre de vibrations par seconde est égal au nombre d'étincelles à l'émission.

teur transforme ce train d'ondes dont l'intensité moyenne est nulle en une impulsion toujours de même sens et ayant une valeur moyenne pouvant, si l'émetteur est assez puissant, actionner un téléphone. Ce téléphone vibre donc avec une hauteur de son, avec un nombre de vibrations directement liés au nombre des étincelles qui sont produites à l'émission (fig. 88).

118. Si au contraire on reçoit en ondes entretenues, le détecteur supprime simplement la moitié du courant de réception et le téléphone au lieu de vibrer aura sa plaque attirée au début et revenant au repos à la fin du signal. On entend un léger choc au début et à la fin et souvent on n'entend rien. La réception des ondes entretenues ne peut donc pas se faire à l'aide d'un simple détecteur et d'un

téléphone. Nous verrons plus loin comment recevoir de telles ondes. Retenons dès à présent qu'un poste à galène ne reçoit pas l'onde entretenue, ce qui est d'un grand intérêt aux armées où souvent des postes relativement puissants à ondes

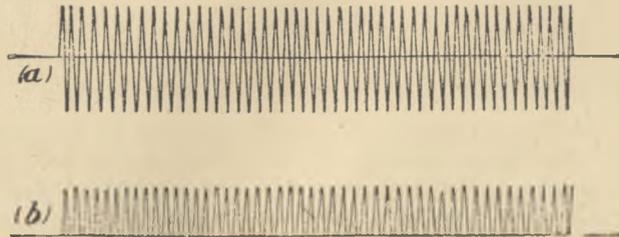


Fig. 89. — Détection d'une onde entretenue.

- a) Onde entretenue avant détection.
 b) Le détecteur ne laisse passer que la moitié de l'onde mais le téléphone ne vibre pas.

entretenues émettent à côté d'antennes d'artillerie écoutant des avions sur galène et que l'on ne gêne ainsi en rien. Si au contraire on doit recevoir une émission à étincelle on pourra à l'aide d'un détecteur en série avec un téléphone, entendre avec une hauteur de son fixée par le nombre d'étincelles émises à la seconde. Avant de passer à la théorie de la réception des ondes entretenues on va décrire sommairement les principaux détecteurs qui ont été successivement en service

119. Différents modèles de détecteurs. — Le premier détecteur employé en T. S. F. ne fonctionnait pas comme on vient de le dire en redressant le courant

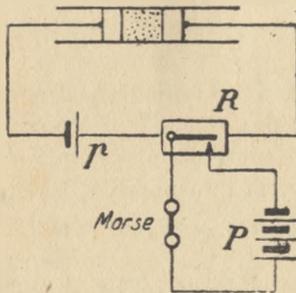


Fig. 90. — Réception au cohéreur. A l'arrivée de l'onde hertziennne, la pile *p* actionne le relais *R* (le cohéreur devenant conducteur). Ce relais ferme la pile *P* sur le Morse qui enregistre le signal apporté par l'onde.

pour l'envoyer dans un téléphone. Il actionnait simplement un relais et permettait l'enregistrement des signaux avec un appareil Morse. Ce premier détecteur est le cohéreur de BRANLY, dont on a déjà parlé et qui se composait essentielle-

ment d'un petit cylindre de verre muni de deux électrodes métalliques entre lesquelles était placée de la limaille métallique (d'or ou d'argent en général). Cette limaille, très mauvaise conductrice en temps ordinaire, permettait un passage facile à l'électricité dès qu'elle était soumise à l'onde hertzienne. Une faible source de courant actionnait alors un relais qui fermait une source plus puissante sur un Morse (fig. 90). On a décrit dans un chapitre précédent la façon dont on enregistrait ainsi des traits ou des points envoyés par un correspondant.

120. L'enregistrement des signaux ayant donné des mécomptes dont les principaux étaient dus aux parasites atmosphériques qui étaient la cause d'enregistrements intempestifs, on a cherché à remplacer l'enregistrement automatique (auquel on revient aujourd'hui) par une réception au son qui permettait à l'opérateur de faire un tri parmi les signaux qu'il recevait à l'oreille et de lire notamment au milieu des bruits causés par les troubles atmosphériques les signaux des correspondants auxquels on donnait une tonalité spéciale.

121. L'un des premiers détecteurs destinés à actionner un téléphone est le détecteur électrolytique du Général FERRIÉ (1900), lequel comportait essentiellement un vase contenant de l'eau acidulée et dans lequel trempaient deux élec-

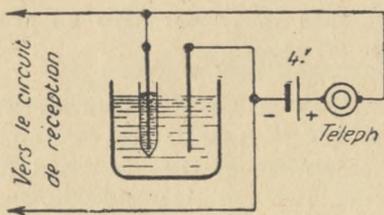


Fig. 91.
Détecteur électrolytique du Général FERRIÉ.

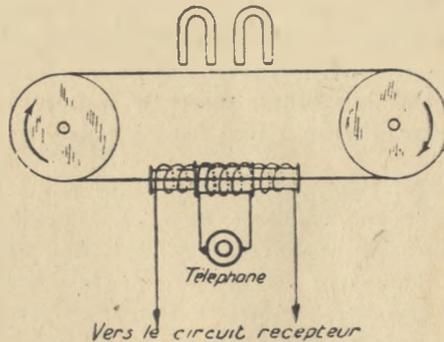


Fig. 92.
Détecteur magnétique MARCONI.

trodes reliées au circuit récepteur, une des électrodes était un fil de platine relativement gros, l'autre un fil infiniment fin de quelques centièmes de millimètre de diamètre. On assurait le contact électrique avec ce fil en le soudant à un petit tube de verre que l'on remplissait de mercure et dans lequel trempait un fil plus gros. Entre les deux électrodes que l'on reliait au circuit récepteur on établissait une *f. e. m.* de l'ordre de quatre volts en série avec un téléphone (fig. 91). Cette

f. e. m. avait pour premier effet d'électrolyser l'eau acidulée, mais dès que l'opération était commencée, une bulle d'oxygène se formait sur le fil fin relié au pôle positif de la pile et arrêtait le courant, cela dans l'hypothèse qu'aucune réception n'était en cours. Si au contraire on recevait un correspondant, une *f. e. m.* supplémentaire due au courant de réception, permettait au courant de passer en brûlant la petite bulle qui s'opposait à son passage. Puis après chaque signal reçu, tout revenait de soi-même à la position du début. Ce détecteur rendait de très bons services, mais malheureusement il était sensible aux grosses décharges atmosphériques et risquait même d'être mis complètement hors service ou de perdre tout au moins une bonne partie de sa sensibilité.

122. MARCONI imagina un détecteur moins sensible aux décharges atmosphériques et qui est le détecteur magnétique (fig. 92). Il est basé sur le fait que l'arrivée de l'onde hertzienne produit des variations brusques de l'aimantation du fer. Si donc on fait défiler à l'aide d'un mouvement d'horlogerie une corde en fil de fer doux devant des aimants permanents et que sur un tube dans lequel passe cette onde on enroule des spires traversées par l'onde hertzienne, on a, chaque fois que cette onde arrive, une variation de l'aimantation du fer qui produit, dans un deuxième enroulement fermé sur un téléphone, un son qui permettra de lire les messages.

123 Au début de la guerre, ces détecteurs étaient à peu près universellement remplacés par le détecteur à cristal bien connu. Ce cristal est généralement, dans les postes français, de la galène ou sulfure de plomb qui laisse, comme on peut aisément le vérifier, passer le courant beaucoup plus facilement dans un sens que dans l'autre, et qui fait bien ainsi fonction de détecteur.

124. Un autre détecteur qui a été très employé, et qui avait été signalé par FLEMING, avant que fut mise au point la lampe à 3 électrodes : c'est la lampe. FLEMING ne prenait que 2 électrodes. Sans entrer autrement dans le détail du fonctionnement, on conçoit que les électrons étant attirés par la plaque lorsque cette plaque est positive et ne l'étant pas quand la plaque est négative, si on rend cette plaque alternativement positive et négative, si on la soumet à un courant alternatif, seule une alternance passera et l'on retrouvera bien le fonctionnement théorique du détecteur.

Le détecteur constitué par une lampe est aussi sensible que la galène et n'a pas l'inconvénient comme elle de se dérégler de soi-même. On a tendance, dans les postes actuels où l'on a des lampes de toute manière, à se borner à ce mode de détection.

125. Réception des ondes entretenues. Tikker. — On a montré qu'un détecteur suivi d'un téléphone ne suffisait pas à recevoir les ondes entretenues. Il faut

permettre au téléphone de recevoir des impulsions qui ne se succèdent pas à une fréquence supérieure à 3.000 qui est la limite des vibrations d'un son pratiquement audible. Une solution avait été proposée à l'origine qui consistait à découper l'onde entretenue en un certain nombre de parties agissantes, séparées par des silences et se reproduisant avec une fréquence pouvant actionner l'oreille. C'est la solution du tikker qui était en principe soit un vibreur soit une roue dentée tournant à une vitesse convenable et mettant périodiquement l'antenne en circuit et hors circuit. Si le contact entre l'antenne et le circuit récepteur se produit 1.000 fois par seconde, on entend le son 1.000 d'une manière analogue à ce qui se produit pour une émission donnant 1.000 étincelles à la seconde. L'inconvénient du procédé, c'est qu'une partie de l'énergie est perdue, celle qui est reçue pendant que l'antenne n'est plus en circuit.

On peut rapprocher du tikker le dispositif quelquefois employé pour entendre directement par exemple sur une galène une émission à lampe qui normalement est entretenue. On alimente la plaque des lampes d'émission avec du courant alternatif. Ces lampes, dans ces conditions, ne débitent que pendant que la plaque est positive, elles restent silencieuses pendant l'autre demi-alternance. À la réception, on reçoit un son dont la hauteur est fonction de la fréquence du courant alternatif alimentant les plaques. C'est encore un moyen d'émettre une onde qui ne passe pas en permanence et qui a des temps morts comme l'émission à étincelles.

Mais le véritable moyen de recevoir les ondes entretenues, c'est l'emploi de l'hétérodyne.

126. Principes de l'hétérodyne. Ses avantages. — L'hétérodyne est un émetteur local d'ondes entretenues que l'on règle de façon que la fréquence émise soit voisine de celles des ondes que l'on veut recevoir. Supposons que l'on veuille recevoir une onde de fréquence 30.000 (et par conséquent dont la longueur est de 10.000 mètres), on règle l'hétérodyne de façon qu'elle donne par exemple des ondes de fréquence 30.800. On a déjà vu ce qui arrivait dans ce cas à propos des circuits en couplage serré. À un certain moment, les deux courants de réception sont en phase et s'ajoutent, puis comme ils sont de fréquence différente, ils se décalent et arrivent au bout d'un certain temps à être en opposition et à se retrancher. Le courant résultant passe donc par des maxima et par des minima qui se succèdent avec une fréquence que l'on peut démontrer et qu'on vérifie être égale à la différence des fréquences soit 800 dans le cas considéré. De plus si a est l'amplitude maximum des ondes à recevoir, b celle de l'onde émise par l'hétérodyne, le maximum d'amplitude du courant résultant est $a + b$, le minimum $a - b$ (fig. 93 et 94).

Si maintenant cette onde résultante est envoyée dans le dispositif détecteur

téléphone, tout se passe comme si l'on recevait une amortie de fréquences d'étincelles $f_2 - f_1$. On entend donc au téléphone, si $f_2 - f_1$ est inférieur à 3.000.

En réalité, comme on est maître de cette fréquence puisque f_2 est la fréquence réglable de l'hétérodyne, on règle l'hétérodyne et cela se fait instinctivement de façon à avoir le meilleur son possible à la réception, le son sur lequel le téléphone récepteur se trouve accordé. On voit en effet que, si l'on prend d'abord

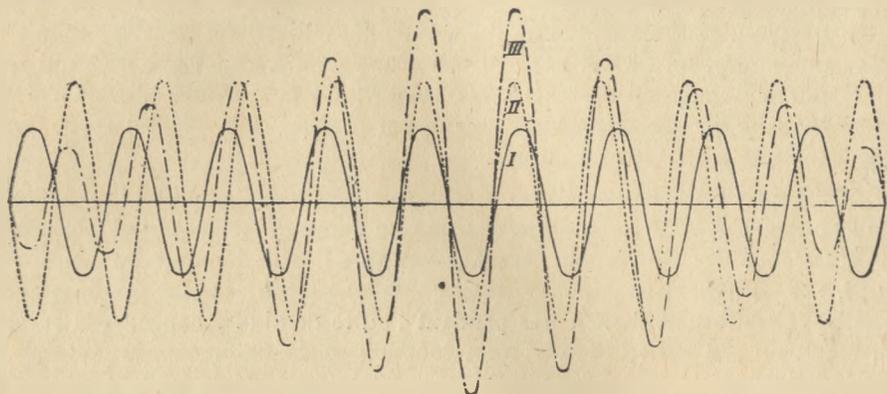


Fig. 93. — Phénomènes des battements. La somme des courbes I et II correspondant à des ondes entretenues de fréquences différentes donne la courbe III qui passe périodiquement par des maxima et des minima.

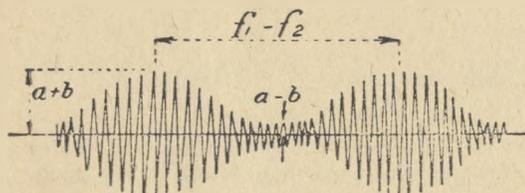


Fig. 94. — Représentation schématique des battements. Si a et b sont les amplitudes des 2 ondes qui se composent entre elles. f_1 et f_2 leurs fréquences, l'onde résultante a des maxima qui se succèdent avec une fréquence égale à $f_1 - f_2$. L'amplitude maximum de cette onde est égale à $a + b$. Son amplitude minimum à $a - b$.

f_2 beaucoup plus grand que f_1 , $f_2 - f_1$ correspond à une fréquence inaudible. Si l'on diminue alors f_2 pour le rapprocher de f_1 , on produit un son d'abord très aigu, qui devient de plus en plus grave pour disparaître quand $f_2 = f_1$, le même phénomène se reproduit en sens inverse si on continue à diminuer la fréquence de l'hétérodyne. On reçoit de nouveau un son grave qui devient de plus en plus aigu pour disparaître quand $f_1 - f_2$ (puisque f_2 est maintenant plus petit que f_1) dépasse 3.000. En fait on accorde le son sur la période propre du téléphone et on reçoit ainsi au mieux. La réception avec l'hétérodyne a de nombreux avantages. Elle permet d'abord de régler la hauteur du son comme on vient de le voir de façon à l'accorder sur la période propre du téléphone qui en a toujours une, pour laquelle il donne les résultats les meilleurs. Ce réglage

se fait instinctivement et sans qu'on ait besoin de connaître la période propre en question. On peut démontrer ensuite, et l'on constate que l'emploi d'une hétérodyne renforce sensiblement la réception. Enfin, il est facile de voir que l'hétérodyne quand l'onde à recevoir est assez courte, donne une protection supplémentaire contre les brouillages dont on parlera plus loin et empêche d'entendre, quand on est réglé sur une longueur d'onde, des longueurs d'onde trop voisines. Cette protection s'ajoute à celle que donne le réglage de la boîte de réception, à la syntonie proprement dite. On peut pour s'en rendre compte, prendre un exemple : supposons que l'on veuille recevoir l'onde 300 dont la fréquence est un million. On constate que le réglage de la boîte de réception protège contre une onde différant de l'onde à recevoir de 2 %, c'est-à-dire que la boîte étant réglée sur 300 mètres on recevra sur ce réglage l'onde de 302, 303, 304 mètres et qu'on ne recevra plus l'onde de 306 mètres. Or l'onde de 306 mètres correspond à la fréquence 980.000. Si donc l'on recevait par exemple au tikker, toute onde de fréquence comprise entre 980.000 et 1.000.000 serait entendue. Si au contraire, on reçoit avec une hétérodyne, on réglera l'hétérodyne sur une fréquence qui ne pourra pas être plus basse que 1.000.000 — 3.000, soit 997.000. Les ondes dont la fréquence est comprise entre 980.000 et 997.000 et que le tikker recevrait, donneraient avec l'hétérodyne des battements inaudibles et seraient ainsi éliminées. On voit donc que l'hétérodyne donne bien une protection supplémentaire. Cette protection est surtout efficace dans la réception des ondes courtes.

127. Dans les appareils à lampes de la télégraphie militaire, on a souvent supprimé l'hétérodyne extérieure en employant un montage dit autodyne qui consiste essentiellement à faire émettre l'onde locale par l'appareil récepteur lui-même dont le secondaire est légèrement désaccordé sur l'onde à recevoir et dont le circuit plaque, comme on l'expliquera dans les chapitres consacrés aux lampes, est accouplé de façon convenable avec le circuit secondaire de réception disposé sur la grille. Avant de décrire maintenant un montage complet de réception, on va encore dire un mot des montages spéciaux où l'on arrive à supprimer le détecteur et même l'hétérodyne.

128. Suppression du détecteur dans certains montages. Réception de l'onde entretenue sans dispositif spécial. — Le phénomène des battements permis, dans certains montages, de supprimer le détecteur, c'est ainsi que FESSENDEN a proposé (et M. LATOUR a indiqué un dispositif analogue) d'envoyer directement dans l'écouteur téléphonique le courant haute fréquence à recevoir et le courant local également haute fréquence produit par l'hétérodyne. On démontre que la superposition de ces deux courants a pour conséquence l'action sur la plaque de plusieurs forces, dont l'une a une fréquence égale à la différence des

fréquences employées et est apte par conséquent à faire vibrer cette plaque de façon audible : M. JOUAUST a indiqué un dispositif différent qui consiste essentiellement, le circuit secondaire de réception étant branché sur la grille, à alimenter la plaque de la lampe par du courant haute fréquence, de fréquence légèrement différente de celle de l'émission à recevoir et produit par une autre lampe. Là encore on a dans un téléphone intercalé dans la plaque une attraction dont la fréquence est égale à la différence des fréquences employées et donne ainsi une audition directe sans qu'il soit nécessaire de détecter l'ondulation résultante.

Enfin on peut citer comme montage de réception un peu particulier, le montage du Centre récepteur de Villecresnes dû à M. de BELLESCIZE et qui garde le

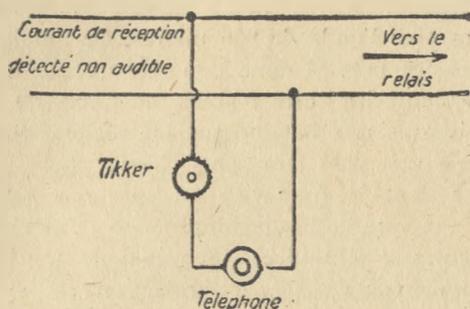


Fig. 95. — Montage sans hétérodyne avec dispositif à tikker en parallèle.

détecteur, mais supprime l'hétérodyne. Cela se conçoit très bien puisqu'on cherche à Villecresnes à redresser simplement le courant de réception pour lui faire actionner, après une amplification convenable, un relais qui ferme une source de courant local sur une ligne directe qui actionne le dispositif récepteur à 30 kilomètres de là dans Paris. Par conséquent l'hétérodyne qui a pour objet de rendre les signaux audibles ne paraît pas indispensable et le montage se borne à amplifier les signaux avant et après détection et à les envoyer dans l'enroulement du relais sans les faire battre avec une émission locale. On a simplement ajouté en parallèle sur les conducteurs qui vont au relais, un dispositif de réception à l'oreille pour contrôler ce qui passe, dispositif renouvelé du tikker et qui comporte essentiellement un casque et un vibreur qui ouvre et ferme avec une certaine rapidité le circuit en question. Le casque émet alors un son qui est lié à la fréquence de ce vibreur (fig. 95).

129. Montage complet d'une réception supposée sans lampe. — On a jusqu'ici parlé d'un circuit récepteur supposé réduit à un circuit oscillant et dont le montage effectif est resté dans la vague bien qu'on ait été amené à parler du

secondaire de cette réception. On se propose maintenant de voir de plus près comment les différents organes, dont on a montré l'usage (détecteur, téléphone), doivent être placés par rapport au dispositif qui a pour rôle de collecter les ondes. Et d'abord comment disposer ces conducteurs métalliques dont on a parlé au début? On a déjà dit dans un chapitre précédent que l'on peut recevoir soit sur une antenne, soit sur un cadre, ce dernier étant très analogue au circuit oscillant théorique sur lequel on a raisonné au début. On va supposer, pour parler du schéma théorique du montage de réception, que c'est avec une antenne que l'on

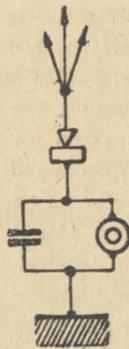


Fig. 96. — Montage direct de la réception. Détecteur et téléphone en série dans l'antenne (le téléphone est shunté par une petite capacité).

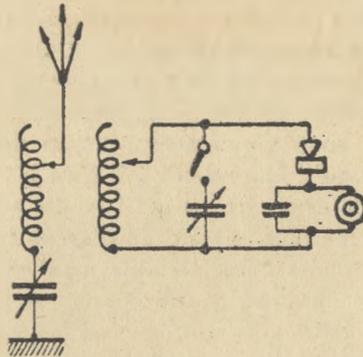


Fig. 97. — Montage indirect d'une réception (boîte A. Montage par induction).

va recevoir. Le montage le plus simple consiste à intercaler dans l'antenne le détecteur et en série avec lui le téléphone. Aux bornes de ce dernier on mettra en général une petite capacité fixe qui laisse un passage plus facile aux courants haute fréquence. On a ainsi un montage dit direct qui est le correspondant du montage direct à étincelle dans l'antenne dont on a parlé dans un précédent chapitre. Ce montage (fig. 96) n'est pour ainsi dire jamais employé, car il a l'inconvénient majeur d'amortir beaucoup le dispositif récepteur à cause de la présence dans l'antenne du détecteur toujours très résistant, ce qui conduit à des courbes de résonance très aplaties et à une très mauvaise protection contre les brouillages en même temps qu'à une réduction importante de l'intensité de la réception.

130. On cherche donc à sortir le détecteur de l'antenne. Dans la pratique on le met généralement aux bornes de la capacité d'un circuit oscillant intermédiaire dit secondaire sur lequel l'antenne ou le primaire agit soit à l'aide d'un montage par induction, soit à l'aide d'un montage par dérivation. La figure 97 représente le schéma d'une réception qui est le montage de la boîte A destinée à recevoir aux Armées les émissions d'avions.

Dans l'antenne sont intercalées une inductance et une capacité variables permettant d'accorder l'antenne sur l'onde à recevoir. Un circuit secondaire comprenant aussi une inductance et une capacité variables peut être accordé également sur cette longueur d'onde. Aux bornes de la capacité secondaire on trouve le montage détecteur : téléphone shunté par une petite capacité, dont il est parlé plus haut.

Le secondaire peut être rendu apériodique par une manette qui enlève la capacité du circuit, ce qui facilite la recherche du correspondant sur lequel il n'y a plus qu'à accorder le primaire.

Dans la réalité, on amplifie souvent le courant avant détection par un certain nombre de lampes dites amplificatrices à haute fréquence. On le détecte ensuite généralement par une lampe détectrice et on monte derrière cette lampe et avant le téléphone autant de lampes amplificatrices basse fréquence que l'on pourra. Mais ce sont là montages à lampes dont il sera parlé ailleurs en tous détails.

Ce qu'il faut retenir ici, c'est le schéma de principe qui consiste à recevoir à l'aide de deux circuits qu'il faudra accorder l'un et l'autre sur l'onde à recevoir. Une étude plus poussée du dispositif montre aussi qu'il y a lieu d'accoupler ces deux circuits d'une certaine manière pour chaque onde à déceler. (Voir n° 58.) Dans la pratique, quand on veut se régler sur un correspondant donné, on rend le secondaire apériodique et on le couple au maximum avec le primaire. On règle alors ce primaire jusqu'à ce que l'on ait le maximum d'intensité à la réception. Ce réglage fait, on remet en circuit la capacité secondaire, on diminue l'accouplement autant que possible et l'on cherche l'accord secondaire. Puis on réalise l'accouplement optimum qui devra toujours être faible en retouchant légèrement les accords de deux circuits. La boîte A, dont il vient d'être parlé, peut se combiner avec un amplificateur basse fréquence qui vient se mettre à la place du téléphone. Elle n'est pas prévue pour des amplifications haute fréquence.

131. Réception sur cadre ou sur cadre combiné avec une antenne. — On peut se demander si une antenne est le meilleur dispositif récepteur. On a déjà traité cette question dans un précédent chapitre. L'inconvénient de l'antenne est d'être sensible aux perturbations atmosphériques. Par contre, elle donne une réception plus intense puisqu'on a vu qu'un cadre de 12 m² est équivalent, à ce point de vue, à une antenne de 40 centimètres de hauteur. Pour garder les avantages de l'antenne en palliant les inconvénients, on a prévu pour la réception des antennes basses ou des antennes spéciales comme l'antenne Beverage dont on a donné le principe plus haut.

Par ailleurs avec les dispositifs amplificateurs actuels, dont l'action semble indéfinie, il n'y a plus grand inconvénient à recevoir avec un cadre, dont les avantages principaux sont les suivants : sensibilité réduite aux parasites atmosphériques, simplicité d'installation, réception indépendante de la qualité et des varia-

tions de résistance de la terre, effet directif, qui permet, par un choix judicieux des emplacements et une orientation convenable, d'éliminer une émission voisine gênante (par exemple celle du poste émetteur conjugué avec la réception) et de recevoir au maximum le correspondant dont on veut enregistrer les signaux. Le cadre reçoit au maximum quand l'émetteur est dans le prolongement de son plan et au minimum quand il est dans une position perpendiculaire à celle-là. On voit alors que si on veut éliminer le poste A et recevoir B (fig. 98), il suffit, pour trouver la position théoriquement la plus avantageuse à donner au cadre, de mener

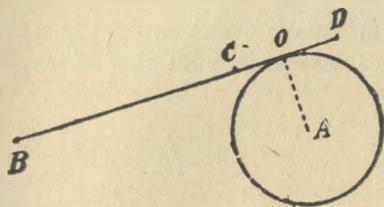


Fig. 98. — Le cadre CD dont le plan passe par B (correspondant à recevoir) et est perpendiculaire à la droite OA (A poste émetteur gênant) est dans les meilleures conditions possibles de réception.

par B des tangentes à un cercle ayant pour centre A et pour rayon la distance minima (qui peut être assez faible) à laquelle on n'a plus à craindre d'actions trop immédiatement directes des émissions faites en A sur les enroulements mêmes des appareils récepteurs. On peut prendre cette distance pour être tout à fait en sécurité égale à quelques dizaines de kilomètres, mais, en fait, on a réussi à la réduire bien davantage. On voit sur la figure 98 que le cadre CD perpendiculaire à la droite qui joint son centre A et dont le plan passe par B est aussi bien placé que possible pour entendre B sans être gêné par A. C'est à l'aide de dispositifs à cadre que l'on reçoit presque partout dans les radiocentres français, les Américains ont gardé une certaine préférence pour les antennes basses ou pour les antennes combinées avec des cadres.

132. Il est facile de montrer en effet que si l'on combine une antenne avec un cadre, on obtient un effet directif de réception dans un sens seulement alors

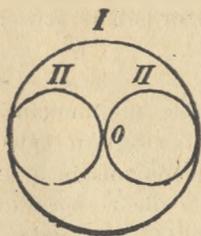


Fig. 99. — O, point où l'on reçoit.

- I, cercle constituant la courbe caractéristique de l'antenne qui reçoit également dans toutes les directions.
- II, double cercle constituant la courbe caractéristique du cadre.

que le cadre reçoit également bien dans les deux directions qui prolongent son plan. Supposons installés en effet au même point une antenne et un cadre. Si l'on

trace des courbes relatives à la réception sur antenne et à la réception sur cadre en portant dans toutes les directions à partir du point où l'on reçoit des longueurs proportionnelles à l'intensité de la réception dans cette direction, on obtient ce qu'on appelle les caractéristiques du récepteur qui se composent pour le cadre de deux cercles tangents et pour l'antenne d'un cercle ayant le point O pour centre (fig. 99).

Si maintenant on compose ces deux caractéristiques, on voit que si dans la direction OA les effets s'ajoutent ils se retranchent dans la direction opposée et l'on obtient une courbe en forme de cœur qui montre que dans la direction OA on a un effet maximum et un effet pratiquement nul dans la direction OB (fig. 100). Cela permettra notamment en choisissant convenablement le point où l'on installe

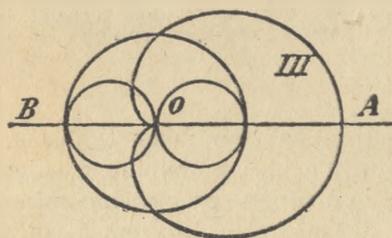


Fig. 100. — La courbe III est la caractéristique obtenue par l'ensemble antenne cadre en composant les courbes I et II de la figure 99.

le dispositif récepteur, de prendre pour OA la direction du correspondant et pour OB celle d'une région particulièrement riche en parasites, car on a constaté, en Amérique notamment, que les perturbations atmosphériques viennent souvent d'une direction bien déterminée et qu'on les affaiblit beaucoup en employant des installations de réception à effet directif comme celles dont on vient de parler.

Pour résumer cette discussion sur les mérites respectifs du cadre et des antennes pour la réception, on peut dire ceci : si l'on ne peut pas ou si l'on ne veut pas amplifier, il faut recevoir sur antenne quitte à être gêné dans certains cas par les perturbations atmosphériques. Mais si le poste utilise des lampes, l'intensité de la réception sera toujours assez forte et le cadre s'impose ou à la rigueur l'antenne basse. Une combinaison de l'antenne et du cadre permettra dans certains cas d'éliminer les perturbations atmosphériques.

133. Le problème de la syntonie. — Que va-t-il se passer maintenant si 2 ondes de longueurs différentes arrivent en même temps sur notre récepteur, comment recevoir l'une sans être gêné par l'autre ? Le problème mérite d'être étudié avec quelques détails, car c'est le problème fondamental de la réception.

Supposons que 2 circuits I et II non couplés entre eux émettent des ondes de périodes respectives T_1 et T_2 et considérons un récepteur en couplage très lâche avec chacun des 2 circuits (fig. 101).

Agissons sur la capacité variable du récepteur et traçons les courbes des inten-

sités de réception en fonction des valeurs de cette capacité, nous aurons les courbes de la fig. 102 qui présentent des maxima pour les valeurs C_1 et C_2 de cette capacité qui correspondent à l'accord du circuit récepteur sur T_1 et sur T_2 . Si l'on trace l'ordonnée i_0 qui correspond au courant minimum nécessaire pour action-

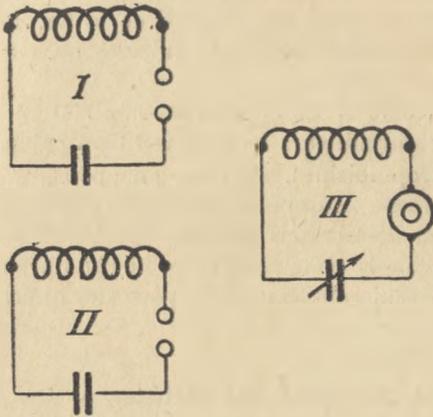


Fig. 101. — Les 2 circuits émetteurs I et II non couplés entre eux agissent simultanément sur le circuit de réception III en couplage très lâche avec chacun d'eux.

ner l'appareil récepteur, on aura 2 zones ab $a'b'$ dans lesquelles on entend T_1 ou T_2 et qui, généralement, empiètent l'une sur l'autre. Pour résoudre le problème de la syntonie, il faut séparer ces deux zones de façon que lorsqu'on est réglé sur T_1 on n'entende pas T_2 . On voit facilement que cette séparation dépend de 3 facteurs :

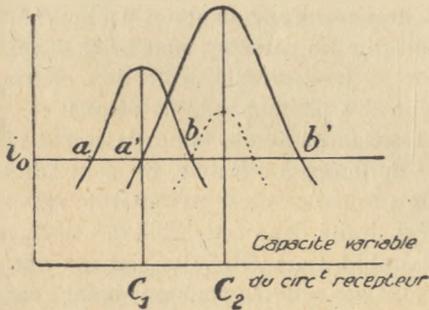


Fig. 102. — Courbes d'accord des circuits récepteurs sur chacun des 2 circuits émetteurs. Ces courbes montrent quels facteurs interviennent dans le problème de la syntonie.

1° De l'écart de deux postes émetteurs. Si les longueurs d'ondes sont très différentes, il n'y a pas de chevauchement.

2° Des valeurs relatives des ordonnées maxima des courbes de résonance. Si l'on peut réduire l'ordonnée maximum de T_2 (courbe en pointillé) on séparera plus facilement T_2 de T_1 . Cela est possible si on a une action sur T_2 et qu'on puisse obtenir de lui qu'il réduise son énergie.

3° De l'acuité de la résonance. Plus les courbes relatives à T_1 et T_2 sont pointues, plus elles peuvent se rapprocher sans se recouper. C'est là la véritable solution du problème de la syntonie. Il faut avoir le moins d'amortissement possible tant à l'émission (ondes entretenues) qu'à la réception. Du côté réception, on démontre que l'amortissement minimum correspond au meilleur couplage entre primaire et secondaire. On voit d'après la forme des courbes de la fig. 102 que l'onde entretenue qui donne des courbes très pointues permettra toujours une syntonie meilleure que l'amortie.

Le problème de la syntonie sera résolu si les circuits émetteur et récepteur sont amortis au minimum, si les postes brouilleurs ne sont pas trop puissants et si les longueurs d'ondes ne sont pas trop voisines. De plus, un opérateur habile arrive, si les sons qu'il reçoit sont différents, ce qui sera en général le cas, à écouter une émission déterminée au milieu d'émissions gênantes dont l'élimination n'aura pas été possible ni par le réglage de la boîte réceptrice, ni par l'hétérodyne qui donne comme on l'a vu une protection supplémentaire pour des ondes suffisamment courtes.

134. Perturbations atmosphériques. Comment s'en protéger. — Les perturbations d'origine atmosphérique ou tellurique sont dues à des phénomènes électriques encore mal connus mais qui ont pour résultat de faire fonctionner les dispositifs récepteurs à la manière d'une excitation par choc. On entend au téléphone des claquements ou des fritures qui sont très gênants et qui, aux colonies notamment, empêchent à certaines heures tout trafic. Le fait que les dispositifs récepteurs, sous l'action de ces impulsions, vibrent avec leur fréquence propre, rend difficile toute protection contre les parasites. Cependant on a cherché à se protéger contre eux en s'appuyant sur le fait que les parasites sont brefs et que les signaux à recevoir sont beaucoup plus longs. La véritable protection contre les parasites semble consister dans l'application des phénomènes de résonance. Plus les circuits récepteurs sont adaptés à des résonances aiguës (amortissement réduit au minimum) plus ces résonances mettent de temps à s'établir, on peut admettre que les parasites disparaissent alors que la résonance n'est pas atteinte encore et que le signal utile subsiste seul. Mais on est limité dans cette voie des résonances suraiguës par le fait qu'avec les émissions rapides actuelles, les signaux ont tendance à coller, l'action de la résonance n'étant pas achevée pour un signal quand le signal suivant arrive. On a prévu aussi contre les parasites des dispositifs à lampes ne fonctionnant pas au-dessous d'une certaine intensité et cessant de fonctionner quand l'intensité du signal dépasse une certaine valeur, c'est ce que l'on appelle des dispositifs à seuil et à saturation. Les parasites faibles ne passent pas ; les parasites forts qui se produisent en même temps que le signal ne déforment pas ce signal à cause de la saturation. On ne reçoit plus que les parasites forts qui se produisent dans l'intervalle des signaux. On diminue ainsi sensiblement la gêne

causée par les parasites. Enfin on a vu plus haut (nos 75 et 132) que lorsque les parasites viennent de directions privilégiées, comme on l'a constaté en Amérique, on peut réduire leur action à l'aide d'un dispositif directif comme l'antenne Beverage ou encore d'une combinaison d'antenne et de cadre. Le problème de la protection contre les parasites est fondamental, car ces perturbations constituent une gêne considérable pour la réception des signaux et c'est à cause d'eux que la T. S. F. a longtemps été considérée comme un moyen de fortune. Il semble qu'à l'heure présente on ait fait de grands progrès pour la réalisation des dispositifs antiparasites et que l'on puisse dans les installations actuelles compter sur un trafic à peu près permanent quelles que soient l'heure et la saison.

135. Réception enregistrée. — Pour profiter au maximum des installations coûteuses des stations radiotélégraphiques modernes on a cherché partout à remplacer l'émission manuelle qui ne permet guère de dépasser 1 500 mots à l'heure, par l'émission automatique qui permet d'aller jusqu'à 6 000. Mais il devient alors impossible de recevoir à l'oreille. Les opérateurs les plus exercés ne peuvent guère en effet dépasser la vitesse de 1 800 mots à l'heure et se trouvent surtout à ces cadences dans l'impossibilité d'inscrire assez rapidement, même avec une machine à écrire, ce qu'ils reçoivent à l'oreille. On a été ainsi amené à prévoir à nouveau des réceptions enregistrées. La réception enregistrée exige une protection efficace contre les parasites, car l'une des causes de l'abandon du cohéreur qui constituait la première réception enregistrée a été que les perturbations atmosphériques faisaient fonctionner l'appareil de façon intempestive.

136. Réception au phonographe. — Elle a été employée pendant la guerre. On impressionne un phonographe à l'aide d'une réception rapide convenablement amplifiée. Puis l'on fait tourner ce phonographe à vitesse réduite et le lecteur retrouve sa cadence ordinaire qui lui permet de lire comme s'il recevait directement. On a ainsi enregistré des vitesses de l'ordre de 3 000 mots à l'heure. Le procédé est à peu près abandonné. Il est assez coûteux en personnel et en matériel et ne se prête pas à des vitesses très grandes.

137. Enregistrement photographique. — Le courant récepteur est employé à faire dévier un galvanomètre dont le spot vient impressionner une bande sensible qui se déroule dans une direction perpendiculaire à celle de la déviation des rayons lumineux. On développe ensuite la bande sensible sur laquelle les points et les traits s'impriment sous forme de pointes et de plateaux (fig. 103).

On a reproché à ce procédé, qui permet de très grandes vitesses, de ne mettre le signal sous les yeux de l'opérateur qu'un certain temps après la réception du signal (temps nécessaire au développement de la bande sensible soit une dizaine de

minutes). Si quelque chose n'a pas fonctionné dans la réception on ne le voit pas tout de suite.

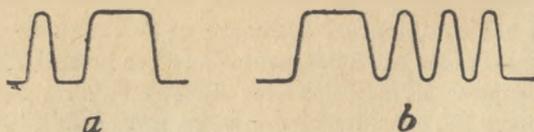


Fig. 103. — Aspect des lettres Morse enregistrées photographiquement ou par le moyen d'un ondulateur.

138. L'ondulateur et l'appareil imprimeur sont employés actuellement en France. Le premier de ces appareils est analogue au siphon recorder des câbles. C'est un cadre très léger qui dévie sous l'action du courant récepteur et qui trace sur une bande de papier des crochets et des plateaux analogues à ceux de la réception photographique, mais là, l'opérateur contrôle l'appareil instantanément et peut stopper le correspondant sans aucun délai si quelque chose lui semble ne pas bien marcher.

139. L'appareil imprimeur est un appareil très ingénieux qui double en général l'ondulateur, les deux appareils se contrôlant l'un l'autre.

On emploie le courant récepteur à perforer une bande identique à la bande perforée qui a servi à l'émission automatique. Cette bande perforée passe dans un deuxième appareil qui traduit les perforations par des lettres qui s'impriment comme celles du HUGHES et du BAUDOT. De sorte que l'appareil donne un télégramme immédiatement prêt à être remis au correspondant.

On a cherché aussi à réaliser des appareils imprimeurs qui au moyen de dispositifs assez compliqués traduisent directement les signaux Morse de la réception en caractères imprimés.

140. Réception de la téléphonie. — Les montages mêmes de la réception ne sont pas du ressort du présent chapitre et seront décrits à propos des lampes. On se propose simplement d'indiquer ici que la réception de la téléphonie se fait exactement comme celle de l'amortie. Le téléphone récepteur est directement sensible aux variations d'amplitude de l'onde qu'il reçoit et qui sont causées par la modulation au départ. Par conséquent, point n'est besoin d'hétérodyne ni de dispositif quelconque, et une simple galène, comme tous les amateurs ont pu le vérifier, peut suffire à recevoir l'émission radiotéléphonique. Il est à noter simplement qu'à toute émission de téléphonie sans fil correspond une bande de fréquence et non pas, comme en télégraphie, une fréquence unique et que par conséquent la téléphonie sera beaucoup moins syntonisée que la radiotélégraphie.

CHAPITRE VII

PRINCIPALES APPLICATIONS DE L'ONDE HERTZIENNE

141. *L'objet du présent chapitre est de jeter un coup d'œil d'ensemble sur les applications actuelles de l'onde hertzienne. Applications devenues innombrables et qui intéressent presque toutes les branches de la technique et tous les domaines de l'activité humaine. On parlera des émissions spéciales de signaux faits, non plus pour transmettre des messages, mais pour des fins particulières (goniométrie, télémechanique, guidage des avions, transmission à distance des images, signaux horaires, transmission de la lumière, etc.).*

Enfin on terminera en énumérant rapidement les travaux et les recherches qui sont des à côtés de la T. S. F. mais qui n'ont pu être entrepris que grâce aux progrès considérables réalisés, notamment par l'emploi des lampes à trois électrodes, dans la technique de l'onde hertzienne.

Dans ces derniers travaux, on peut ranger l'étude de l'intensité de la pesanteur, l'étude méthodique des phénomènes météorologiques, l'application sans doute prochaine de l'étude de la propagation des ondes aux recherches géologiques, l'application des propriétés de l'onde hertzienne et de celles des lampes à trois électrodes, aux mesures électriques, à la mesure du temps, à la chimie, à la médecine, etc.

142. Goniométrie. — On n'en parlera que pour mémoire. L'étude de la goniométrie fait en effet l'objet des chapitres spéciaux. On signalera simplement l'intérêt que présente pour la navigation tant des navires que des avions, la possibilité de faire sa route à l'aide d'émissions radiotélégraphiques reçues sur cadre, soit que le mobile se relève sur un poste émetteur dont il connaît l'emplacement, soit que ce soit le mobile qui émette et que des postes goniométriques fixes installés à terre lui envoient par T. S. F. l'emplacement où il se trouvait au moment de son émission.

143. Télémechanique. — Dès 1918, on avait réussi par des émissions de T. S. F. à conduire une vedette sur la Seine et en rade de Toulon et à faire marcher à l'Aérodrome d'Etampes un avion suivant un chemin ignoré du pilote. Ce pilote avait été maintenu à bord pour assurer l'envol et l'atterrissage de l'avion que la commande par télémechanique ne permettait pas encore de réaliser automatiquement. Depuis on a obtenu des progrès sensibles comme par exemple d'assurer de façon parfaite la conduite d'un bateau dont on met de loin et par T. S. F. le moteur en marche et que l'on conduit suivant une route ignorée de l'équipage et sans que des émissions puissantes faites à proximité puissent brouiller l'action des signaux de télémechanique. C'est là le plus délicat problème à résoudre, car ce qui est difficile, ce n'est pas tant de commander une manœuvre donnée à l'aide d'un signal de T. S. F. qui, convenablement amplifié, peut toujours actionner un relais, mais c'est d'empêcher qu'une émission voisine ou intentionnellement faite par l'ennemi ou encore qu'une perturbation électrique de l'atmosphère ne fassent faire à l'engin téléconduit un mouvement intempestif qui pourrait avoir les plus graves conséquences. Cette protection contre les mouvements accidentels provoqués par un fonctionnement intempestif du récepteur de T. S. F. semble à présent acquise. Toutefois en dehors des fins militaires très intéressantes que la télémechanique semble permettre d'espérer, il ne faut pas fonder, au moins maintenant, sur elle, des espoirs trop séduisants pour les applications du temps de paix.

144. Guidage des avions. — Le guidage des avions dérive d'un procédé imaginé depuis plusieurs années pour guider les navires, par exemple dans un chenal.

Ce procédé consiste à immerger un câble que l'on fait parcourir par du courant alternatif à fréquence musicale. Le navire porte un cadre fermé sur un dispositif récepteur approprié, lequel reçoit de façon intense quand il se trouve placé à l'aplomb du câble. L'intensité de la réception baisse au contraire très vite dès que le navire s'écarte du câble et par conséquent de la bonne route.

En faisant passer un courant analogue dans un conducteur aérien on peut de même guider des avions munis d'un cadre récepteur convenable et les conduire par temps de brume jusqu'à leur aérodrome.

On a essayé récemment de faire ainsi du guidage d'avion à l'aide de courants haute fréquence envoyés dans des fils téléphoniques aériens. Mais les essais jusqu'ici n'ont pas donné une portée suffisante parce que l'intensité que l'on pouvait donner aux courants haute fréquence sans risquer de détériorer les appareils délicats branchés à l'extrémité des fils ne se trouvait pas être suffisante pour que l'avion entendit à une distance raisonnable. On pense reprendre ces essais en envoyant les courants haute fréquence dans des lignes de transport de force branchées à du matériel plus robuste.

145. Transmission des images à distance. — Le dispositif imaginé par M. BELIN fonctionne aussi bien en télégraphie ordinaire qu'en radiotélégraphie. En voici le principe quand on passe par l'intermédiaire d'une émission radio. L'image à transmettre, qui peut être un texte écrit ou sténographié, est tracée avec une encre en relief sur une feuille de papier. Ce papier est enroulé sur un cylindre qui tourne en avançant de telle façon qu'une pointe d'aiguille fixe dans l'espace parcourt hélicoïdalement le dessin ou le texte en question. Chaque fois que la pointe de cette aiguille rencontre une partie du dessin ou du texte à transmettre, elle est soulevée à cause du relief de l'encre, elle ferme alors un circuit qui actionne une émission de T. S. F. et un point est envoyé dans l'espace. Ce point reçu, s'il en est besoin, à plusieurs milliers de kilomètres de là, donne un courant récepteur de faible durée que l'on emploie à faire dévier le spot d'un galvanomètre. Ce spot va impressionner, quand il est dévié et grâce à un dispositif convenable, un papier sensible placé sur un cylindre qui est animé d'un mouvement synchrone de celui du cylindre portant l'image à l'émission. On voit ainsi que point par point et suivant une ligne hélicoïdale on reproduit l'image ou le texte à transmettre. M. BELIN a réussi ainsi à faire passer du texte ou des dessins d'Amérique en France. La difficulté consiste surtout à assurer un synchronisme parfait à l'arrivée et au départ. L'avantage du système c'est qu'il est à peu près insensible aux parasites dont l'effet consiste simplement à parsemer le papier à la réception d'une grisaille irrégulière sur laquelle continuent à se détacher très nettement en noir l'image ou la photo intéressante. De plus, en écrivant le texte à transmettre en écriture simplifiée on arrive à transmettre un texte très long en langage convenu et sans trop de perte de temps. Comme on l'a dit au début, le point émis par T. S. F. peut évidemment être remplacé par un courant de courte durée circulant sur un fil télégraphique qui réunit le poste d'où l'on émet au poste où l'on reçoit.

Le système décrit ci-dessus a été perfectionné dans ce sens que l'aiguille a été remplacée par une cellule photo-électrique (n° 147) ce qui permet de transmettre des documents écrits à l'encre ordinaire ainsi que des images en demi-teintes (photographies, etc.). La *phototélégraphie* rend des services précieux à la presse en permettant de transmettre très vite des illustrations destinées aux journaux.

146. Signaux horaires. — La T. S. F. a fourni un moyen idéal de transmettre l'heure et de comparer les heures locales astronomiquement déterminées avec l'heure du méridien origine sans qu'il soit besoin d'emporter des chronomètres dont la marche n'était pas toujours parfaite. On a pu ainsi permettre d'abord aux navires de faire leur point dans des conditions bien meilleures qu'autrefois et ensuite aux géodètes et aux explorateurs de déterminer les longitudes et de faire les cartes des régions nouvelles avec une approximation inespérée.

147. Transmission de la lumière. — L'étude des cellules au sélénium et plus récemment des cellules photo-électriques au potassium, a permis de transformer un phénomène lumineux en un phénomène électrique. La cellule au potassium est une petite ampoule fermée contenant un gaz inerte et entièrement argentée, sauf

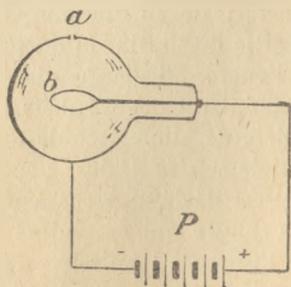


Fig. 104. — Cellules photo-électriques au potassium.

- a) petite fenêtre dans l'argenteure par où pénètre la lumière.
 b) électrode reliée au pôle + de la source P. Quand le rayon lumineux passant par A atteint le potassium des électrons se dégagent sont attirés par l'électrode b et la source P débite un courant que l'on peut enregistrer à l'aide d'une amplification convenable. On peut aussi l'employer à agir sur une émission de T. S. F.

une petite région en A par où passe le rayon lumineux. Sur la face intérieure de l'argenteure il y a un dépôt de potassium relié au pôle négatif d'une source continue dont le pôle positif est relié à une électrode qui se trouve dans l'ampoule (fig. 104).

Quand de la lumière tombe sur le potassium, il y a émission d'électrons et un courant passe un peu comme dans une lampe à deux électrodes. Ce courant peut être amplifié par un dispositif convenable et servir à enregistrer l'arrivée de la lumière. Il peut aussi agir sur la grille d'une lampe émettrice et l'on a ainsi la possibilité de transformer un phénomène lumineux en un phénomène électrique (enregistrement d'un courant ou émission de T. S. F.).

M. BELIN a réussi par un dispositif synchrone qui a quelque analogie avec son dispositif de transmission des images en relief (n° 145), à transmettre des images lumineuses très simples. On est, par ce procédé, arrivé à faire de la télévision. On peut aussi trouver une application de ces phénomènes pour l'enregistrement automatique des passages d'étoiles, la cellule étant encore sensible à la lumière des étoiles de septième grandeur.

148. Ultra-sons. — Une application indirecte très intéressante de l'onde hertzienne, c'est la réalisation des ultra-sons obtenus par MM. CIULOWSKI et LANGEVIN. Sans entrer dans le détail du dispositif, on peut dire que l'ultra-son est une vibration matérielle de fréquence inaudible réalisée en associant à des appareils radiotélégraphiques, des dispositifs spéciaux. Ce mouvement vibratoire peut être produit sous forme d'un faisceau très étroit que l'on dirige à volonté et qui décèle un

obstacle matériel en se réfléchissant sur lui. On a pu ainsi mettre au point un dispositif automatique de sondage en mer. On enregistre la vibration au départ et à l'arrivée après réflexion sur le fond de la mer, et le temps qui sépare ces deux enregistrements est proportionnel à la profondeur d'eau parcourue. Cet enregistrement étant automatique on sonde ainsi en permanence sur toute la route du navire. Des sondages, par le procédé ordinaire, ont permis de vérifier l'exactitude des résultats donnés par ce procédé.

149. Enfin l'utilisation des propriétés de l'onde hertzienne et de celles des lampes à trois électrodes, a permis des progrès particulièrement intéressants dans beaucoup de branches de la technique qui ne semblaient pas *a priori* relever des études radiotélégraphiques. Elle a permis aussi de faire aboutir des études très spéciales et de mettre au point des procédés de mesure que l'on va, pour terminer, passer rapidement en revue.

M. ABRAHAM a fait de très beaux travaux tendant à appliquer les propriétés des lampes à toute une série d'instruments de mesure nouveaux dans le détail desquels l'on n'a pas à entrer ici et que l'on se bornera simplement à citer. C'est ainsi qu'il a réalisé le multivibrateur qui permet d'étalonner les ondemètres et de mesurer les longueurs d'onde en valeur absolue par comparaison avec la période d'un diapason. Il a également mis au point le voltmètre amplificateur qui permet de mesurer avec grande précision des forces électromotrices alternatives très petites, ce qui était impossible avant que fut réalisé cet appareil. Enfin on citera un dernier appareil particulièrement intéressant, un chronographe enregistreur à lampes qui est une véritable horloge électrique basée sur le temps de charge ou de décharge d'un condensateur. Cet appareil permet d'évaluer le temps avec une précision inconnue jusqu'alors et d'obtenir avec facilité les déterminations d'heures dont il est parlé plus haut (n° 150).

150. Mesure de g. — En enregistrant avec ce dispositif ou tout autre analogue la durée des oscillations d'un pendule, on a pu recommencer de façon commode l'étude des variations de la pesanteur. Une telle étude est en cours à l'Observatoire de Paris. L'emploi de l'enregistrement automatique des durées donne des facilités qui n'existaient pas avec les méthodes antérieurement en usage.

151. Oscillographe de M. Dufour. — Cet appareil permet une analyse très simple et très complète de tout mouvement oscillant d'une fréquence pouvant dépasser 100.000.000 (¹). Son principe repose sur la déviation d'un faisceau cathodique par un champ électrique ou par un champ magnétique. M. DUFOUR dispose son faisceau de façon à lui faire décrire une oscillation de fréquence relativement basse quand aucun courant haute fréquence ne traverse la bobine qui doit permettre d'enregistrer ces courants. Lorsqu'au contraire ces bobines sont parcourues

par le courant à analyser, le faisceau se trouve dévié normalement à la courbe de basse fréquence et l'on arrive à réaliser des oscillogrammes correspondant à des fréquences très grandes (fig. 105). Un tel appareil a sa place dans tous les postes

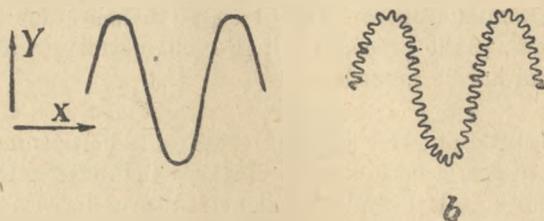


Fig. 105. — Principe de l'enregistrement d'un courant de haute fréquence par l'oscillographe DUFOUR (cas de la plaque sensible mobile correspondant à des fréquences ne dépassant pas quelques dizaines de mille pour l'onde entretenue).

Un courant oscillant auxiliaire dont les oscillations sont dirigées suivant OY associé à une plaque sensible se déplaçant suivant OX fait décrire au faisceau cathodique une première courbe correspondant à une fréquence relativement basse (a).

Le courant haute fréquence à enregistrer fait décrire à ce faisceau des oscillations perpendiculaires à la courbe auxiliaire (b).

Pour enregistrer des courants à très haute fréquence, le mouvement selon OX n'est plus donné par le déplacement de la plaque sensible mais par une deuxième oscillation auxiliaire.

émettant du courant haute fréquence pour contrôler le bon fonctionnement des appareils et l'allure du courant.

152. Les appareils de mesure dont il a été parlé plus haut, les applications de la technique toujours plus poussées des courants à haute fréquence permettent des mesures de plus en plus précises des éléments des circuits et des constantes des courants. C'est ainsi qu'on arrive à mesurer avec précision les résistances haute fréquence, les capacités et les inductances. C'est ainsi qu'on mesure, grâce au voltmètre amplificateur, le rayonnement des antennes, ce qui permettra d'étudier au point de vue pratique les antennes les meilleures et les améliorations à apporter à une émission donnée. Dans un autre ordre d'idées il est possible, grâce aux amplificateurs, d'étudier de très près les phénomènes des émissions électroniques et d'entendre par exemple le départ des particules α (Expérience de M. HOLWECK).

153. Enfin les principes et les théories de la radiotélégraphie trouvent leur

(1) M. DUFOUR a pu réaliser des oscillogrammes correspondant à des ondes de 2 m. 79 de longueur.

application dans des sciences qui ne semblaient pas relever de la technique hertzienne.

C'est ainsi qu'on a pu établir des relations qui deviendront de plus en plus nettes et de plus en plus précieuses entre la météorologie et la propagation des ondes. On a dit (n^{os} 87 et 88) que cette propagation dépendait très probablement de la réflexion sur la couche de Heaviside et de l'ionisation des couches atmosphériques. Les déviations goniométriques dont il a été parlé ont probablement la même cause. Il semble que ces phénomènes qui ont une origine météorologique agissent nettement sur la propagation. Inversement, on peut espérer qu'en étudiant la propagation des ondes de façon méthodique on en tirera des renseignements sur l'état électrique de l'air et sur les phénomènes météorologiques à prévoir.

On a déjà pu déterminer ainsi la distance et la marche des orages.

On espère aussi que l'étude de la propagation et de la pénétration des ondes dans la terre pourra donner des renseignements utiles sur la disposition et la nature des couches géologiques.

Enfin il n'est pas jusqu'à la médecine avec l'emploi du courant à haute fréquence, et la chimie avec la réalisation de fours électriques actionnés aussi par courant de haute fréquence, qui ne soient tributaires de la technique hertzienne.

On peut conclure en prédisant un avenir immense à cette science nouvelle de la haute fréquence. Il semble que peu à peu tous les ingénieurs et tous les physiciens doivent par la force des choses, s'intéresser à cette technique nouvelle dont les applications s'étendent chaque jour.

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE I. — Historique rapide des travaux qui ont conduit à la radiotélégraphie. Etude d'un circuit oscillant. Charge et décharge d'un condensateur.	1
CHAPITRE II. — Etude de deux circuits oscillants fermés réagissant l'un sur l'autre. Couplage	27
CHAPITRE III. — Etude du circuit oscillant ouvert. L'antenne	42
CHAPITRE IV. — Rayonnement et propagation	59
CHAPITRE V. — L'émission	70
CHAPITRE VI. — La réception	91
CHAPITRE VII. — Principales applications de l'onde hertzienne	109

MESURES, RADIOGONIOMÉTRIE
PROPAGATION DES ONDES

La T. S. F. en trente leçons

Comprendra 5 fascicules

1^{re} Partie.

Electrotechnique générale préparatoire à la T. S. F., par MM. CHAUMAT et LEFRAND.

2^e Partie.

Principes généraux de la radiotélégraphie et applications principales, par M. METZ.

3^e Partie.

Mesures. Radiogoniométrie. Propagation des ondes, par M. MESNY.

4^e Partie.

Réception et émission, par M. CLAVIER.

5^e Partie.

Les lampes, par M. JOUAUST.

Tous droits de traduction
et de reproduction réservés
pour tous pays.

Copyright by E. Chiron, 1926

R. MESNY

Professeur d'Hydrographie de la Marine

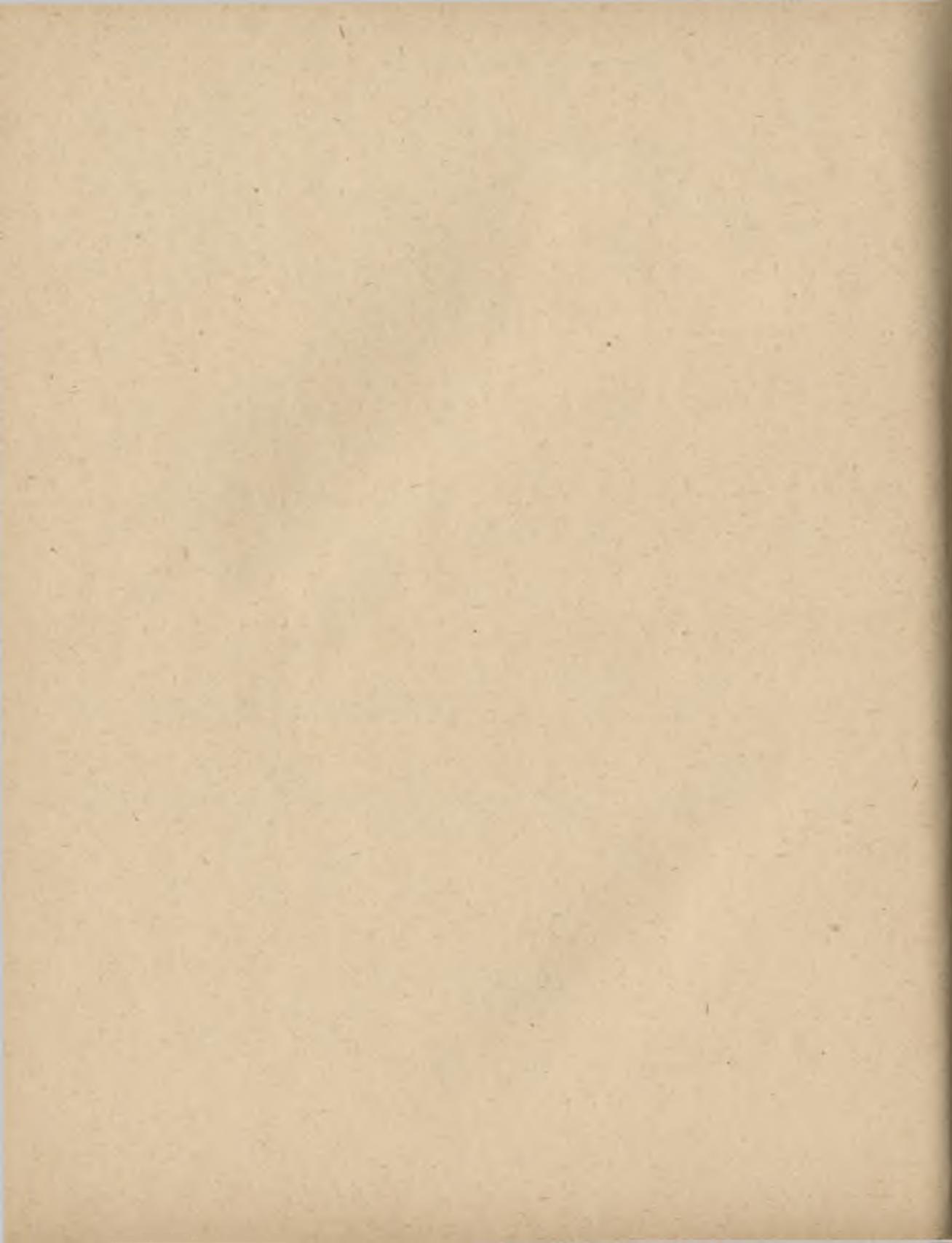
**MESURES
RADIOGONIOMÉTRIE
PROPAGATION DES ONDES**

PARIS

Etienne CHIRON, Editeur

40, RUE DE SEINE, 40

1926



INTRODUCTION

On n'accorde pas généralement, dans les cours élémentaires de radiotélégraphie, une place suffisamment importante à la question des résistances, et pourtant les phénomènes qui s'y rattachent sont essentiellement différents de ceux qui se produisent en courant continu. En régime continu, il n'existe de pertes d'énergie électrique que dans les conducteurs, car les isolants s'y trouvent à l'état statique ; il n'y sont le siège d'aucun mouvement d'électricité. En régime alternatif au contraire les champs électriques constamment variables, produisent dans les isolants voisins des conducteurs des « déplacements » d'électricité qui sont accompagnés de pertes d'énergie dont l'importance augmente avec la fréquence des oscillations. Ces pertes peuvent, dans beaucoup de cas, dépasser considérablement celles qui ont leur siège dans les conducteurs et il est utile de connaître les lois qui les régissent. Nous avons donc consacré un chapitre entier à cette question.

Dans le chapitre des mesures, nous nous sommes naturellement bornés aux mesures les plus courantes et aux réalisations les plus simples. Un grand nombre d'entre elles sont d'un usage constant et le chapitre qui y est consacré n'est guère que le groupement des connaissances nécessaires pour utiliser les appareils de réception et d'émission.

Nous avons donné plus de développement à la radiogoniométrie et nous avons insisté sur les conditions à remplir pour réaliser des appareils bien établis et pour en tirer des résultats précis. D'une part, en effet, la radiogoniométrie est entrée dans la pratique courante de la navigation, d'autre part elle est appelée à rendre de très grands services dans le développement des études sur la propagation. Rien n'est plus simple à établir qu'un radiogoniomètre et un observateur soigneux peut obtenir sans peine des résultats très utiles ; il serait à désirer que de nombreux auteurs s'intéressent à cette question.

Le dernier chapitre donne l'ensemble des renseignements généraux que l'on possède actuellement sur la propagation des ondes ; on verra combien celle-ci est irrégulière et capricieuse, surtout quand on la compare à celle de la lumière. Cette partie de la science est encore dans l'enfance et quiconque est aiguillonné par la curiosité scientifique peut être certain qu'il apportera une aide utile à l'œuvre de recherche en prenant sa part d'observation méthodique des phénomènes signalés.

Nous avons, au cours de ces leçons, indiqué quelques formules utiles ; toutes celles qui sont importantes ou immédiatement applicables au calcul sont encadrées et les unités à employer sont explicitées.

Enfin, nous avons fait d'assez nombreux renvois aux deux premières parties du cours ; ils sont indiqués par des chiffres entre parenthèses qui donnent les numéros des paragraphes auxquels il faut se reporter. Ceux qui renvoient à l'Electrotechnique générale portent l'indice 1, exemple (153¹). Ceux qui renvoient aux Principes généraux de la Radiotélégraphie portent l'indice 2, ex : (47²). Les numéros sans indices tels que (29) renvoient au paragraphe de cette troisième partie elle-même.

MESURES, RADIOGONIOMÉTRIE

PROPAGATION DES ONDES

CHAPITRE PREMIER

LES RÉSISTANCES EN HAUTE FRÉQUENCE

1. Résistance d'un circuit oscillant. — Sauf en des cas exceptionnels, les circuits qui interviennent en radiotélégraphie comportent une inductance et une capacité ; cette dernière peut-être répartie comme dans une antenne, mais elle existe toujours. Dans ce qui suit nous supposerons que la capacité et l'inductance sont nettement séparées comme dans le cas où un condensateur est connecté aux bornes d'une bobine.

On sait qu'en appelant R la résistance, L la self-induction, C la capacité du circuit, E la f. e. m. efficace entretenue qui agit sur lui et I le courant efficace qui le parcourt, on a la relation (150¹)

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

ω étant la pulsation du courant.

Si l'on réalise la condition

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

le circuit est dit *accordé* et il vient seulement (153¹)

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

comme en courant continu.

Mais il faut se garder de confondre cette résistance avec celle du conducteur en courant continu ; elle est toujours plus forte que dans ce dernier cas et

elle a son siège, non seulement dans le conducteur métallique, mais aussi dans les diélectriques du condensateur, dans l'isolant des fils, dans les carcasses des bobines, dans les objets entourant le circuit.

Ceci demande une explication. Quant un courant parcourt un circuit oscillant, il y a dépense d'énergie et l'expérience prouve que l'énergie P dépensée en une seconde (la puissance) est proportionnelle au carré de l'intensité, tout comme l'énergie dépensée en chaleur dans le cas du courant continu (loi de Joule, 16¹). En appelant R la constante de proportionnalité, on aura donc encore :

$$P = RI^2$$

et l'on pourra dire que R est la résistance du circuit.

Si l'on mesure, comme nous le verrons plus loin, la résistance de divers circuits ne différant que par le condensateur, on trouve pour R des valeurs différentes ; on en conclut que ce dernier apporte à l'ensemble sa part de pertes d'énergie, donc sa part de résistance. On peut faire des observations du même genre en changeant seulement l'isolant du fil de la bobine, ou la carcasse sur laquelle elle est enroulée ou enfin la place où elle se trouve. On trouvera, par exemple, une résistance R plus forte si le circuit oscillant est posé sur une table en bois que s'il est suspendu en l'air par une ficelle.

Nous allons examiner séparément toutes ces causes de résistance.

2. Résistance du conducteur. — *a)* Considérons d'abord un fil rectiligne très long, éloigné de tout autre corps. La théorie montre qu'un courant alternatif ne se distribue pas uniformément, comme un courant continu, dans toute la section du métal, mais qu'il est plus dense sur la périphérie que dans la partie centrale. Cet effet est d'autant plus sensible que la fréquence est plus grande. Avec les fréquences industrielles de 50 périodes environ, la répartition est presque aussi uniforme qu'avec le continu, la résistance est la même. Pour une fréquence extrêmement grande le courant serait uniquement superficiel, la résistance serait très grande, car la section de métal qui servirait au passage du courant serait très faible. On peut calculer la résistance des fils de cuivre pour une fréquence donnée, par la formule (1) :

$$r_{\Lambda} = r_c \cdot 2,35 \cdot \frac{d^{mm}}{\sqrt{\Lambda km}}$$

(1) Cette formule *approchée* ne doit être employée que quand elle donne pour r_{Λ} une valeur

dans laquelle r_{Λ} représente la résistance cherchée, r_c la résistance qu'aurait le fil en continu, d le diamètre du fil en millimètres, Λ la longueur en kilomètres de l'onde correspondant à la fréquence donnée.

Par exemple, 100 mètres de fil de cuivre de 1 millimètre de diamètre ont en continu une résistance de 2ω environ. Pour une fréquence de 1000000, correspondant à $\Lambda = 300^m = 0^{\text{km}}3$, leur résistance est

$$r_{300} = 2 \times 2,35 \cdot \frac{1}{\sqrt{0,3}} = 8\omega,7.$$

b) Si le fil est enroulé à spires serrées sur une bobine, sa résistance aug-

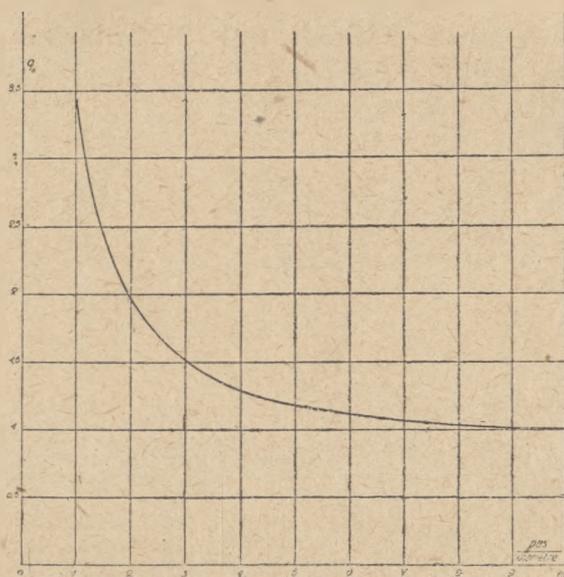


Fig. 1. Facteur q par lequel il faut multiplier la résistance d'un fil rectiligne pour trouver sa résistance quand il est enroulé.

mente encore, car le courant tend à se concentrer dans les régions du fil qui sont tournées vers l'intérieur de la bobine.

Cet effet est d'autant plus sensible que les spires sont plus serrées. Le dia-

supérieure à r_c . Quand elle donne une valeur plus faible, on prend $r_{\Lambda} = r_c$. C'est qu'alors la fréquence est devenue assez faible pour que la répartition du courant soit uniforme.

Pour appliquer la formule à un autre métal que le cuivre, il suffit de diviser le facteur 2,35 par la racine carée du rapport de la résistivité du métal à celle du cuivre.

gramme de la figure 1 donne le facteur q_0 par lequel il faut multiplier la résistance r_A calculée au paragraphe précédent pour avoir la résistance approchée d'une bobine quand on connaît le rapport du pas de l'enroulement au diamètre. A vrai dire, les résultats fournis par ce diagramme correspondent au cas de fréquences très élevées; l'augmentation de la résistance est plus faible que celle qu'il indique, mais dans la pratique on peut l'utiliser. On voit que, quand le pas est plus grand que 5 fois le diamètre du fil, la résistance du fil bobiné est pratiquement la même que celle du fil rectiligne, mais quand les spires sont jointives elle est 3, 4 fois plus forte. En reprenant l'exemple du paragraphe précédent on trouverait donc $29\omega,6$ pour les 100 mètres de fil bobiné à spires jointives.

3. Pertes d'énergie dans un diélectrique. — Constituons un condensateur avec une lame de diélectrique comprise entre deux armatures métalliques A

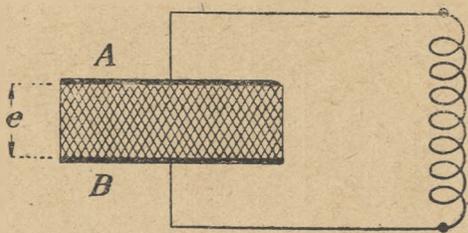


Fig. 2.

et B (fig. 2). Réunissons ces armatures aux extrémités d'une bobine de façon à former un circuit oscillant dont nous mesurerons la résistance r_d . Remplaçons ensuite ce condensateur par un condensateur à air, nous trouverons une autre résistance plus faible r_a . En appelant i l'intensité efficace dans le circuit, la perte totale d'énergie était dans le premier cas $r_d i^2$, dans le second $r_a i^2$. La perte due au diélectrique est la différence.

$$(r_d - r_a)i^2.$$

En faisant varier l'épaisseur e de la lame, et la longueur Λ de l'onde sur laquelle on fait la mesure, on trouve facilement la loi suivant laquelle varie cette perte. En appelant F le champ électrique (118¹) qui existe dans le diélectrique, la perte de puissance par centimètre cube est de la forme

$$p = \frac{BF^2}{\Lambda}.$$

B étant une constante qui dépend de la nature du diélectrique.

En supposant F exprimé en kilovolts par centimètre, Λ en kilomètres et p en watts, le tableau suivant donne les valeurs moyennes de B pour quelques isolants

Nature de l'isolant	Coefficient B
Quartz.....	0,0003
Mica.....	0,0003
Paraffine.....	0,0006
Verre.....	0,0050
Ebonite.....	0,0060
Carton bakéliné.....	0,0300
Pitchpin.....	0,0350
Noyer.....	0,0300

Les écarts par rapport à ces valeurs moyennes peuvent atteindre 25 à 30% suivant les échantillons.

Pour faire le calcul, on remarquera que

$$F = \frac{(V_a - V_b)}{e^{cm}}$$

en appelant $(V_a - V_b)$ la différence de potentiel entre A et B. D'ailleurs on a encore

$$V_a - V_b = L\omega i.$$

en appelant L la self-induction de la bobine, et ω la pulsation de l'onde

$$\omega = \frac{2\pi V}{\Lambda}.$$

L étant exprimé en henrys et i en ampères, on aura $(V_a - V_b)$ en volts.

Si S est la surface de la lame, son volume sera $S \times e$ et la perte dans sa masse tout entière sera :

$$P^w = B \frac{(V_a^{kv} - V_b^{kv})^2}{\Lambda^{km} e^{cm}} S^{cm^2}.$$

Cette formule montre que sous une tension constante la perte sera d'autant plus importante que l'épaisseur de la lame sera faible.

4. Résistance équivalente d'un condensateur variable à air. — En rempla-

plaçant $(V_a - V_b)$ par LBi dans la formule précédente et remarquant que $\omega = \frac{2\pi V}{\Lambda}$, on peut écrire

$$P = A \frac{L^2}{\Lambda^3} i^2$$

A étant une constante qui dépend à la fois de la nature du diélectrique et de ses dimensions.

Ainsi que nous l'avons fait remarquer au n° 1, on pourra dire que le diélectrique du condensateur produit le même effet qu'une résistance

$$r_c = A \frac{L^2}{\Lambda^3}$$

intercalée dans le circuit. On appelle cette résistance *la résistance équivalente du condensateur* ou simplement sa résistance.

Un condensateur à air peut avoir une résistance très faible, mais elle n'est jamais nulle, car il entre forcément des matières isolantes dans sa construction, matières qui servent justement à maintenir en place les pièces supportant les deux armatures. La résistance d'un condensateur à air est donc donnée par la formule précédente. Si l'on exprime r_c en ohms, L en millihenrys et Λ en kilomètres, la formule est :

$$r_c^\omega = A \frac{(L^{mh})^2}{(\Lambda^{km})^3}$$

Le coefficient A correspondant à un très bon condensateur est alors compris entre 0,5 et 1. Des valeurs comprises entre 1 et 5 sont encore très acceptables, et elles correspondent à la plupart des appareils qu'on trouve dans le commerce. Mais il arrive parfois que ce coefficient a des valeurs inadmissibles atteignant 50 et même 80.

On remarquera que cette résistance du condensateur varie en raison inverse de Λ^3 , elle diminue donc très vite quand Λ augmente, c'est-à-dire quand on accorde sur les grandes graduations du condensateur. Par exemple, elle devient 8 fois plus petite quand la longueur d'onde devient 2 fois plus grande.

La résistance des condensateurs est donc à craindre surtout quand ceux-ci sont accordés sur leurs plus faibles graduations.

5. Condensateurs montés en parallèle et en série. — On doit remarquer que les résistances de plusieurs condensateurs montés en parallèle s'ajoutent, contrairement à ce qui arrive pour des conducteurs. Les résistances sont, en effet, dues aux pertes dans les condensateurs et celles-ci, pour une onde donnée

et un condensateur donné, ne dépendent que de la différence de potentiel à ses bornes, différence de potentiel qui n'est pas modifiée par la présence de plusieurs condensateurs en parallèle, à égalité de la capacité totale.

Au contraire, la résistance totale diminue quand les condensateurs sont montés en série. On peut montrer que si un condensateur a une résistance r_c quand il est monté seul aux bornes d'une bobine, la résistance de deux condensateurs, identiques au précédent, montés en série sur la même bobine sera pour la même onde $\frac{r_c}{2}$ (1).

6. Remarque sur la résistance des condensateurs pour les ondes très courtes.

— On pourrait craindre d'après ce qui précède que la résistance des condensateurs ne devienne considérable quand on travaille sur les ondes très courtes, de 50 à 200 mètres par exemple. Il n'en est rien car r_c qui varie en raison inverse de Λ^3 , varie aussi en raison directe de L^3 et dans les circuits que l'on emploie pour les ondes courtes L devient très faible. En examinant la question de près on constate que la part de la résistance du condensateur dans la résistance totale du circuit oscillant augmente un peu, mais sans qu'il y ait lieu de s'en préoccuper spécialement.

7. Conditions à remplir pour qu'un condensateur à air ait une faible résistance.

— D'après la remarque faite à la fin du numéro 3, on voit que les petites pièces de diélectrique qui isolent l'une de l'autre les parties fines et mobiles des condensateurs ne devront nulle part avoir une trop faible épaisseur. Quand les platines sont métalliques, les canons dans lesquels passe l'axe de rotation de l'armature mobile devront être assez larges et construits avec une matière dont le coefficient de perte n'est pas trop fort (verre, ébonite ou matière équivalente, stabonite par exemple). La micanite est parfois employée, mais elle est loin d'avoir les qualités du mica. Les condensateurs dont les platines sont en isolant sont les meilleurs au point de vue de la résistance ; le diélectrique peut alors être presque quelconque parce que l'épaisseur d'isolant qui sépare deux parties métalliques appartenant aux deux armatures est toujours grande (plusieurs centimètres).

On remarquera que les conditions de faible résistance sont aussi celles de faible capacité résiduelle.

(1) Bien entendu ces condensateurs identiques ne se trouvent pas à la même graduation que quand l'un d'eux seulement est en service.

8. Résistance des carcasses. — Les carcasses en bois, carton, ébonite sur lesquelles sont enroulées les bobines, donnent également lieu à une résistance par pertes dans le diélectrique, mais ici il est impossible de donner des formules simples ; on doit chercher à rendre cette carcasse aussi peu massive que possible.

Cette résistance varie à peu près comme celle des condensateurs, en raison inverse de Λ^2 . A ce point de vue tous les modèles du commerce sont à peu près

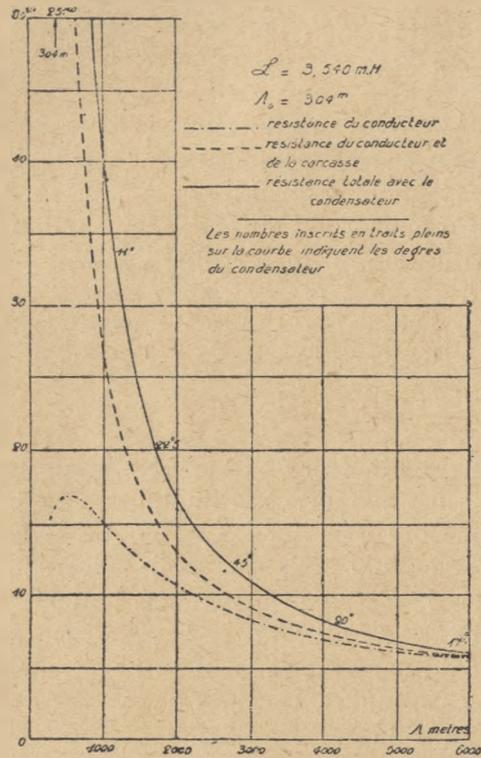


Fig. 3.

équivalents pour les faibles inductances : bobines cylindriques, fonds de panier, nids d'abeille. Dans ces derniers modèles les résistances varient souvent beaucoup avec le vernis employé pour tenir les fils en place ; la résistance correspondant à de faibles capacités d'accord est toujours élevée.

Les courbes de la figure 3 donnent une idée nette de la part qui revient aux différentes parties d'un circuit oscillant dans la résistance totale. La bobine est enroulée sur une carcasse en bois de 18 centimètres de côté et de 8 milli-

mètres d'épaisseur ; le fil est isolé à la soie et a un diamètre de $9/10$ de millimètre. Le condensateur est un bon condensateur à air.

9. Bobines compactes. — Le calcul de la résistance du fil que nous avons indiqué au n° 2 n'est applicable qu'aux bobines à une seule couche ; or dès que l'inductance devient un peu forte, il devient nécessaire de faire des bobines à plusieurs couches pour conserver des dimensions acceptables. Aucune formule n'est alors applicable pour le calcul de la résistance ; mais les principes donnés au n° 3 pour les pertes dans les diélectriques doivent guider dans la construction. Entre les fils voisins des couches successives il existe des différences de potentiel importantes et leur isolant devient le siège de pertes très importantes. Il y a avantage à éviter le contact immédiat des couches voisines sur de trop grandes surfaces. C'est là que les modèles en nid d'abeilles ou fond de panier complexes deviennent intéressants ; ils le sont surtout pour les accords sur de faibles capacités.

10. Fils divisés. — D'après les indications données au n° 2 sur la répartition des courants de haute fréquence dans les conducteurs, on peut penser qu'il y a avantage à remplacer un fil unique par plusieurs fils isolés les uns des autres torsadés ensemble et dont la section totale soit équivalente à celle du fil unique. Dans les fils fins le courant se répartit mieux dans toute la section et le métal est mieux utilisé. Cet effet est d'ailleurs d'autant plus sensible que l'onde est plus courte.

L'expérience montre que, même en prenant certaines précautions indiquées par des considérations théoriques relativement au type de torsion à utiliser, les fils divisés ne sont avantageux que pour les ondes relativement longues. Une bobine en fil divisé donne, pour des accords réalisés avec de faibles capacités, des résistances plus élevées qu'une bobine en fil plein. La raison en est dans les pertes supplémentaires qui se produisent dans l'isolant des fils.

Le fil divisé n'est avantageux que pour les bobines à plusieurs couches à grande inductance.

Employé dans la construction des antennes, il donne aussi un accroissement de résistance ; mais, dans ce cas, la résistance du fil compte si peu que le seul inconvénient du fil divisé est son prix élevé.

11. Résistance des antennes. — La résistance des antennes provient des pertes dans les conducteurs qui la constituent, des pertes dans la terre, les conducteurs et les diélectriques voisins, et enfin de l'énergie rayonnée. Nous examinerons cette dernière cause de résistance au numéro suivant.

La résistance des conducteurs est toujours très faible, comme il est aisé de s'en apercevoir en la calculant comme au n° 2. Celle de la terre peut être diminuée en augmentant les dimensions du grillage ou des fils enterrés ; on peut encore remplacer ces derniers par un contrepois quand la nature du terrain est trop mauvaise.

Mais on doit considérer que l'antenne produit autour d'elle un champ électrique important. Ce champ crée des pertes d'énergie dans tous les diélectriques et les mauvais conducteurs qui entourent l'antenne : terre, matériaux de construction, arbres, etc... ; ces pertes peuvent être fort élevées. En tous cas, ce sont elles qui, avec celles de la prise de terre fournissent la part la plus importante de la résistance totale d'antenne. Il n'y a presque rien à faire pour les diminuer quand l'emplacement du poste est déterminé.

On doit aussi mentionner les pertes d'énergie auxquelles peuvent donner lieu l'induction de l'antenne dans ses propres pylones quand ils sont métalliques. Diverses précautions sont prises à cet effet, mais qui dépassent le cadre de ce cours.

12. Résistance du rayonnement. — On démontre que la puissance rayonnée par une antenne est donnée en watts par la formule :

$$P^{\text{watts}} = 1600 \left(\frac{h}{\Lambda} \right)^2 i^2$$

dans laquelle h est la « hauteur de rayonnement »⁽¹⁾ et Λ la longueur d'onde, ces deux quantités étant exprimées avec la même unité. Cette puissance étant encore proportionnelle à i^2 on peut considérer qu'elle produit au point de vue de l'intensité du courant le même effet qu'une résistance

$$r^{\text{ohms}} = 1600 \left(\frac{h}{\Lambda} \right)^2$$

Cette résistance est appelée « résistance de rayonnement ».

Cette résistance est très faible pour les ondes très longues. A la station LY de Bordeaux $h = 170$ mètres, $\Lambda = 18900$, on a donc $r = 0,13$ ohm. La résistance totale de l'antenne étant voisine de 0,800 ohm, on voit que l'énergie

⁽¹⁾ Cette quantité a été définie (80²). Pour une antenne bien conditionnée elle varie entre la moitié et les deux tiers de la hauteur géométrique.

rayonnée (l'énergie utile) n'est que les $\frac{13}{80}$ de l'énergie fournie à l'antenne, soit 16 %. L'intensité de travail est de 500 ampères environ, l'antenne reçoit donc 200 kilowatts, elle n'en rayonne que 32.

Si $h = 20$ mètres et $\Lambda = 450$ mètres, on trouve $r = 3,1$ ohms comme résistance de rayonnement qui correspondent à une résistance totale de 10 ohms environ. Ici on rayonne 30 % de l'énergie fournie à l'antenne.

A mesure que l'onde diminue, et avec elles les dimensions de l'antenne naturellement, la part d'énergie rayonnée devient plus importante et c'est là une des causes du bon rendement des ondes courtes. Une antenne travaillant sur 150 mètres peut avoir une hauteur de rayonnement de 13 mètres avec une résistance totale de 20 ohms. Sa résistance de rayonnement est alors 12 ohms et on voit qu'elle utilise 60 % de l'énergie reçue.

CHAPITRE II

LES MESURES EN HAUTE FRÉQUENCE

I. — APPAREILS DE MESURE

13. Ampèremètres. — Les ampèremètres les plus couramment employés en haute fréquence sont les appareils à fil chaud dont voici le principe : Le courant à mesurer passant par les bornes A et B traverse un fil résistant CD qu'il chauffe

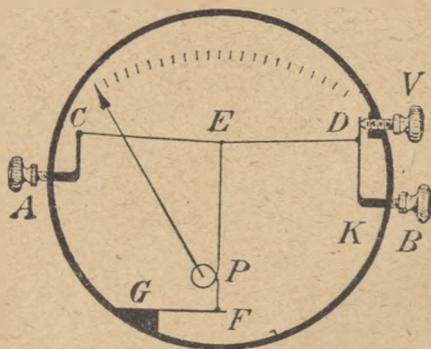


Fig. 4. — Ampèremètre thermique.

En son milieu E, un fil métallique est soudé et vient s'enrouler sur une petite poulie P sur l'axe de laquelle est fixée l'aiguille H. Ce fil est tendu par un ressort GF.

L'échauffement du fil l'allonge, le point E s'abaisse sous la traction du ressort GF et l'aiguille se déplace entraînée par sa poulie. L'un des points d'attache

du fil chaud, le point D, est aussi fixé sur un ressort KD. et peut être légèrement déplacé par une vis de réglage V qui permet de ramener l'aiguille au zéro avant de faire passer le courant à mesurer.

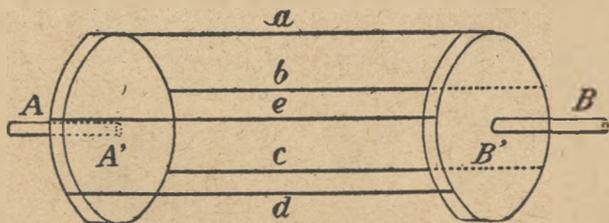


Fig. 5.

Le fil CD est un fil très résistant pour que son échauffement et, par suite son allongement, soient importants. A cet effet on emploie un fil fin fabriqué avec un métal ayant une forte résistivité comme le constantan qui est environ 30 fois plus résistant que le cuivre et on lui donne un faible diamètre (quelques dixièmes de millimètre). Un fil de 0,4 millimètre, par exemple pourra servir pour un ampèremètre de 3 ampères.

Pour les fortes intensités on ne peut pas songer à augmenter beaucoup le diamètre du fil pour deux raisons : d'abord son inertie calorifique deviendrait trop grande, il serait trop lent à se mettre en équilibre. Ensuite sa résistance varierait avec la longueur d'onde (2) et ses indications ne seraient valables que pour une gamme de fréquence peu étendue.

On emploie alors les shunts, mais il n'est pas possible de les réaliser simplement comme dans les appareils à courant continu ou à courant alternatif de fréquence industrielle. Avec la haute fréquence, la part de courant qui circule dans une dérivation ne dépend pas seulement de la résistance de la dérivation mais aussi de sa self-induction et de son induction mutuelle avec le fil principal. En outre, le fil principal et la dérivation constituent un circuit fermé qui peut être traversé par un flux perturbateur provenant de l'induction des appareils en fonctionnement. Pour toutes ces raisons, il faut que la position des shunts soit invariable. Ceux-ci sont alors établis dans l'appareil lui-même de façon à ce qu'ils soient très voisins du fil principal. La disposition la plus rationnelle consiste à former le shunt à l'aide d'éléments semblables au fil actif et disposés symétriquement suivant les génératrices d'un cylindre comme les fils *a*, *b*, *c*, *d*, *e* de la figure 5. Un seul de ces fils joue alors le rôle du fil CD de la figure 4.

Pour des intensités plus fortes on remplace parfois les fils par des lames minces réparties de la même façon.

Enfin pour des intensités de plusieurs centaines d'ampères, on emploie un transformateur (fig. 6). Le courant à mesurer traverse le primaire P et il induit un courant beaucoup plus faible dans le secondaire S sur lequel est branché un ampèremètre *g* de l'un des types déjà décrits.

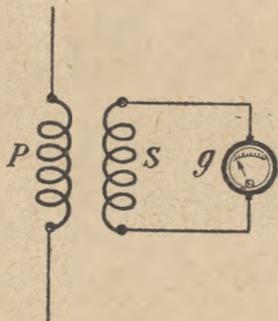


Fig 6.

Ampèremètre thermique à transformateur pour fortes intensités. Le courant à mesurer traverse P et induit en S un courant plus faible.

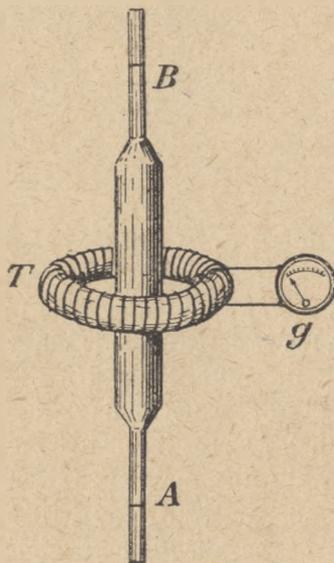


Fig 7. — Thermique pour fortes intensités. Le courant à mesurer traverse le fil AB.

Le primaire peut être réduit au simple conducteur AB traversé par le courant (fig. 7). On le place suivant l'axe d'un tore T sur lequel est fait l'enroulement du secondaire qui est relié à l'ampèremètre à faible intensité *g*.

14. Sensibilité des ampèremètres. — Un trait caractéristique des appareils à fil chaud est qu'ils ont une sensibilité variable avec le courant qui les traverse, alors qu'avec le courant continu cette sensibilité est presque constante. tante.

L'échauffement est, en effet, dû à l'effet joule Ri^2 . L'allongement du fil et, par conséquent le déplacement de l'aiguille sont donc proportionnels au carré de l'intensité. Si toute la graduation est parcourue dans un ampèremètre pour

un courant de 10 ampères par exemple, un courant de 1 ampère ne fera tourner l'aiguille que de un centième de l'étendue du cadran, on y lira très mal les faibles intensités et les lectures ne deviendront nettes qu'à partir de 3 ampères environ.

15. Thermo-couples. — Si des difficultés se présentent pour la mesure des forts courants, il en existe d'aussi grandes pour celle des courants très faibles. Les appareils à fil chaud les plus sensibles ne peuvent donner que 150 milliampères pour toute la graduation et il est impossible d'y lire des courants inférieurs à 20 milliampères.

Pour les très faibles courants, allant jusqu'au demi milliampère on emploie les thermo-couples dont le principe est le suivant :

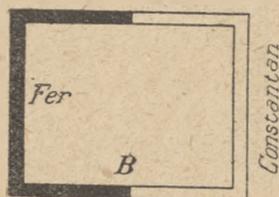


Fig. 8. — Thermo-couple. Un courant prend naissance si les températures diffèrent.

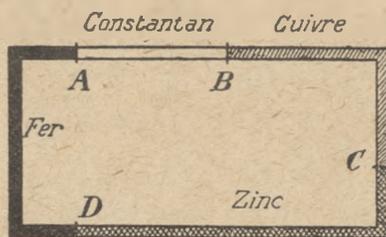


Fig. 9

Supposons que l'on constitue un circuit fermé (fig. 8) en soudant en A et B deux fils de métaux différents, fer et constantan par exemple. Si les températures de A et B sont identiques, aucun courant ne traverse ce circuit dans lequel on n'a, bien entendu, placé aucune force électromotrice. Mais si l'on vient à échauffer l'une des soudures, la température de l'autre restant invariable, un courant continu prend naissance dans le circuit et on peut le déceler par la déviation d'une aiguille aimantée placée tout près de l'un des fils, parallèlement à ce fil (1¹).

Les phénomènes se passent encore de la même façon si le circuit est constitué par une chaîne de plusieurs métaux différents. Dans le cas de la figure 9, par exemple, aucun courant ne passe si toutes les soudures A, B, C, D, sont à la même température; mais il en passe un aussitôt que l'on fait varier celle de l'une des soudures A, par exemple.

Le couple de métaux dont on échauffe la soudure n'est pas indifférent, les forces électromotrices produites par l'échauffement sont beaucoup plus grandes avec certains métaux qu'avec d'autres; le fer et le constantan sont parmi les meilleurs à ce point de vue.

Voici comment on utilise ces propriétés pour l'objet que nous avons en vue. Deux fils, l'un de fer ab (fig. 10), l'autre de constantan cd , sont placés en croix et se touchent en o , où on les a soudés légèrement en les chauffant au rouge cerise par un courant. Un galvanomètre sensible à courant continu g est connecté en b et d et le courant alternatif à mesurer est amené par les fils i en a et c . La chaîne de la figure 9 est ici constituée par $OdgbO$ et la soudure O est échauffée par le passage du courant alternatif venant par les fils i .

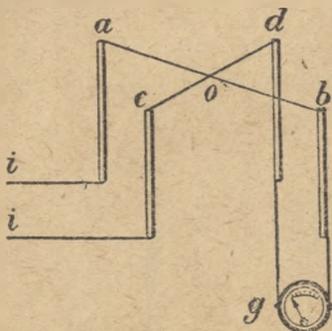


Fig. 10.

Les fils ab et cd sont très fins ($2/100$ de millimètre). Pour les protéger et diminuer la perte de chaleur par convection, ce qui augmente la sensibilité, on les enferme dans une ampoule en verre où on a fait le vide. L'apparence extérieure est tout à fait celle des triodes de réception, les connexions sortent de l'ampoule par les 4 broches filament, plaque et grille.

La résistance des fils aOc ou bOd est de 5 à 15 ohms dans les thermo-couples fabriqués couramment. La sensibilité est d'autant plus grande que la résistance est plus forte.

Cette sensibilité s'exprime par la force électromotrice qui prend naissance dans le circuit $pbgdO$ du galvanomètre quand on fait passer un milliampère alternatif dans la branche aOc . En moyenne, cette force électromotrice vaut 10 microvolts pour les couples de 5 ohms et 40 pour ceux de 15. Le galvanomètre à placer en g doit, à sensibilité égale, avoir une résistance du même ordre que la branche bOd sur laquelle il est monté. On a facilement des galvanomètres de cette résistance donnant une division quand ils sont traversés par $\frac{2}{100}$ de microampère continu, mais on peut en obtenir de beaucoup plus sensibles. Dans la pratique il est difficile de mesurer avec précision au moyen des couples des courants alternatifs inférieurs à 0,7 milliampère.

On doit encore remarquer que la force électromotrice continue produite par l'échauffement est proportionnelle à ri^2 , r étant la résistance des fils aO , Oc et de la soudure en O . La déviation lue sur la règle du galvanomètre sera donc proportionnelle au carré de l'intensité du courant alternatif envoyé dans le couple, tout comme dans les ampèremètres à fil chaud.

On verra plus loin (71) comment on peut étalonner un thermo-élément.

16. Téléphone. — Le téléphone peut être considéré comme un véritable instrument de mesure. Il n'est pas directement accessible à la haute fréquence, car sa membrane ne peut pas suivre des impulsions à des fréquences très élevées et la forte self-induction de ses enroulements empêche les courants à haute fréquence de le traverser. Mais, par l'intermédiaire de la détection dont il est parlé dans les premiers fascicules de ce cours (116²), il peut néanmoins être influencé.

En ce qui concerne les mesures, le téléphone doit être envisagé à deux points de vue : d'abord comme instrument de zéro, ensuite dans l'ensemble connu sous le nom de téléphone shunté.

Dans d'assez nombreuses méthodes de mesure on oppose dans un même conducteur témoin les effets de deux phénomènes que l'on veut comparer et on s'arrange de façon à ce que l'effet total soit nul (24). A ce moment certaines équations permettent de calculer tel ou tel élément utile. C'est le téléphone que l'on utilise en le mettant en série dans le conducteur témoin — ou en le couplant diversement avec lui — chaque fois qu'il s'agit d'y déceler la disparition d'un courant alternatif. On peut admettre qu'un bon téléphone agissant sur une oreille normale permet d'entendre des signaux quand la puissance qu'on lui fournit est de 10^{-8} watts, ce qui correspond pour les téléphones employés en radiotélégraphie à un courant d'environ 1 microampère. Nous verrons une application de cette méthode dans les contrôleurs.

17. Téléphone shunté. — On utilise cet appareil pour mesurer les intensités de réception des signaux ou, plus exactement, pour les apprécier sous une forme objective. Les résultats obtenus ne sont pas précis, mais la très grande simplicité du téléphone shunté et de son emploi en font un instrument très utile dans les cas très nombreux où la précision doit céder le pas au nombre et à la rapidité des observations.

Un téléphone de grande résistance (2.000 ohms par exemple) est shunté par une résistance qui peut varier de 0 à 500 ohms environ. Pour apprécier la force d'une réception on manœuvre la résistance jusqu'au moment où le son disparaît et on note la valeur de la résistance à ce moment. On pourrait se con-

tenter de la connaissance de cette résistance, mais il est préférable de la comparer à l'impédance du téléphone. Si on appelle T cette dernière et S la résistance du shunt on appelle « audibilité » du signal le rapport

$$A = \frac{T + S}{S}.$$

On voit que l'audibilité 1 correspond à un signal qui serait tout juste perçu au téléphone non shunté (ou shunté par une résistance infinie, ce qui revient au même). Les signaux forts ont des audibilités de l'ordre de 1000 ; des audibilités de 50 à 100 correspondent à des signaux relativement faibles.

Comme on connaît rarement l'impédance T du téléphone, on la remplace le plus souvent dans la formule d'audibilité par sa résistance. Cela n'a pas grande importance car l'audibilité n'a qu'une valeur comparative, et cette valeur comparative est même très grossière quand les nombres à comparer ne sont pas tous observés par le même observateur au moyen du même téléphone.

Au lieu de chercher la valeur du shunt qui correspond à la disparition des signaux, on préfère souvent chercher celle qui correspond au moment où ceux-ci cessent d'être lisibles. En téléphonie on apprécie le moment où les mots cessent d'être compris. L'expérience montre que cette façon de procéder donne des résultats plus cohérents.

18. Principe des ondemètres. — Les ondemètres ou contrôleurs d'onde, servent à mesurer la longueur de l'onde émise par un émetteur quelconque, ou bien celle sur laquelle un circuit oscillant déterminé est susceptible d'osciller

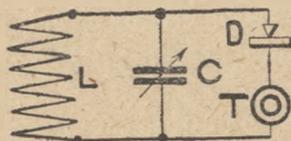


Fig. 11. — Ondemètre récepteur.

Dans les deux cas, la partie essentielle d'un ondemètre est un circuit oscillant formé d'une bobine L et d'un condensateur variable étalonné C (fig. 11 et 12).

Quand l'appareil doit servir à mesurer la longueur d'une onde émise, il comporte un organe de réception qui peut être, comme dans la figure 11, une simple galène avec un téléphone. Quand il doit servir à mesurer la longueur

d'onde d'un circuit, il comporte, comme sur la figure 12, un organe d'excitation qui le transforme en un petit émetteur.

19. Formule des longueurs d'onde. — On a déjà vu dans les premières parties du cours que la longueur Λ de l'onde correspondant aux oscillations libres d'un circuit oscillant de capacité C et d'inductance L est donnée par une formule telle que

$$\Lambda = k \sqrt{LC}$$

dans laquelle k est une constante qui dépend des unités avec lesquelles on exprime L, C et Λ . En choisissant pour ces grandeurs les unités les plus couramment utilisées dans la pratique : le mètre pour Λ , le microhenry pour L, le millième de microfarad pour C, on a

$$\Lambda^m = 59,6 \sqrt{L^{\mu H} C^{m\mu F}}$$

que l'on peut remplacer le plus souvent par

$$\Lambda^m = 60 \sqrt{L^{\mu H} C^{m\mu F}}$$

formule très commode pour les calculs pratiques.

20. Excitation de l'ondemètre émetteur. — L'ondemètre émetteur est excité par un vibreur dont le principe est celui de la sonnette électrique. Ce

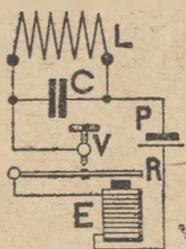


Fig. 12 — Ondemètre émetteur. LC circuit oscillant VRE vibreur excité par la pile P.

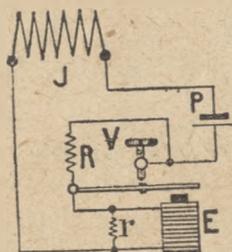


Fig. 13. — Circuit de choc pour l'excitation d'un ondemètre émetteur. J. bobine de choc, VE vibreur.

vibreur peut être directement connecté au circuit oscillant comme sur la figure 12. Dans ce cas, l'inductance de ce circuit fait partie de celui du vibra-

teur ; à chaque rupture du contact VR, le courant de la pile P qui parcourt l'inductance L subit une variation extrêmement brusque qui produit une impulsion très énergique dans l'ensemble CL. Le condensateur C se charge instantanément, puis sa décharge à travers L est oscillante pendant la durée de l'interruption. Les oscillations correspondent à la longueur d'onde déterminée par la formule

$$\Lambda^m = 59,6 \sqrt{q^{u^m} C^{m\mu F}}.$$

Ce mode d'excitation est très énergique, mais il a l'inconvénient de modifier parfois l'étalonnage du circuit oscillant CL. On préfère souvent séparer complètement le circuit du vibreur de celui de l'oscillateur. On constitue alors un circuit séparé, comme celui de la figure 13, et qui porte le nom de circuit de choc ; la bobine J dans laquelle se produisent les variations très brusques du courant dues aux interruptions du vibreur, est placée en couplage serré avec la bobine d'inductance d'un circuit oscillant séparé. R et r sont de fortes résistances dont le but est de shunter, d'une part l'étincelle de rupture, d'autre part l'électro-aimant de façon à réduire autant que possible la durée de la rupture du courant et à produire une impulsion plus brutale. La résistance r peut s'employer aussi bien dans le cas de la figure 12, mais avec ce montage il faut supprimer la résistance R qui, fermant d'une façon permanente le circuit oscillant, amortirait ses oscillations.

21. Ondemètre hétérodyne. — On peut aussi constituer un ondemètre émetteur avec une hétérodyne dont les circuits ont été étalonnés. C'est, en somme, un petit émetteur à triode dont le condensateur est variable. Ce procédé n'est pas recommandable car l'état des triodes et des sources de tension influe sur la longueur de l'onde dans des proportions parfois importantes.

22. Ondemètre récepteur. — Comme nous l'avons dit au n° 18, l'ondemètre est alors un véritable récepteur ; il doit comporter un système détecteur qui permette d'apprécier le moment où son circuit oscillant est accordé sur la longueur de l'onde émise à mesurer.

Quand on dispose de peu d'énergie on emploie le téléphone associé à l'un des détecteurs habituels d'écoute, la galène par exemple. Mais s'il s'agit de vérifier la longueur de l'onde émise par un émetteur placé dans la salle même où doit se faire la mesure, on peut remplacer le détecteur habituel par une lampe de poche montée en série dans le circuit oscillant, ou par un ampèremètre placé dans les mêmes conditions.

Dans le cas où on emploie une lampe, on dispose souvent une pile E (fig. 14), qui porte la lampe à l'incandescence, mais sans lui donner tout son éclat. L'augmentation d'éclairement de la lampe se produit alors pour une intensité H. F. plus faible que celle qui serait nécessaire pour la rendre brillante s'il n'y avait pas de pile ; S est une petite inductance qui empêche la haute fréquence de passer par la dérivation que crée la pile E. — On remarquera que l'ondemètre de la figure 14 est disposé, comme la plupart des ondemètres d'ailleurs, pour qu'il puisse fonctionner soit en émetteur (commutateur *k* à gauche), soit en récepteur (commutateur *k* à droite).

Ajoutons enfin que pour recevoir des ondes entretenues, il est nécessaire, quand on emploie le système téléphone-détecteur, de placer en série avec ceux-ci un tikker (125²) qui, comme on sait, produit des interruptions de courant à fréquence musicale.

23. Ondemètre à absorption. — On peut encore simplifier l'ondemètre servant à contrôler la longueur d'onde d'un émetteur et y supprimer tout système détecteur ; l'appareil ne comporte plus alors qu'une bobine d'inductance et une capacité variable.

Son usage est une conséquence du fait suivant : Quand un système oscillant se trouve au voisinage d'un émetteur, il est excité par celui-ci et oscille ; mais ses oscillations ne deviennent importantes que si sa longueur d'onde propre est très voisine de celle de l'émission. L'énergie qu'il dépense est évidemment empruntée à l'émetteur et l'intensité dans ce dernier subit une baisse très nette au moment de l'accord.

Pour employer un ondemètre à absorption on le placera dans le voisinage de l'émetteur et on manœuvrera le condensateur jusqu'au moment où l'on verra l'intensité baisser dans l'émetteur.

Il faut avoir grand soin d'employer des couplages très faibles correspondant à une très faible diminution du courant dans l'émetteur, sans quoi la présence de l'ondemètre dans le voisinage de ce dernier pourrait modifier les oscillations et la mesure donnerait un résultat faux, quelle que fût la précision de la lecture.

Un tel ondemètre ne peut s'employer que pour des émetteurs de faible puissance, mais il est très commode dans ces cas.

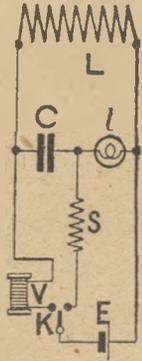


Fig 14. — Ondemètre récepteur et émetteur. — La résonnance en récepteur est indiquée par l'allumage de la lampe *l*.

24. Ondemètre à méthode de zéro. — Voici enfin un dernier type d'onde-mètre récepteur susceptible de fournir dans les meilleures conditions une précision relative d'au moins 1 millième. Il a été imaginé par M. Armagnat.

Le schéma de principe est représenté par la figure 15. Le circuit oscillant étalonné est constitué par l'inductance L et le condensateur variable C . Le circuit d'écoute est $trcd$; il comprend une boucle c pour le couplage avec L , un

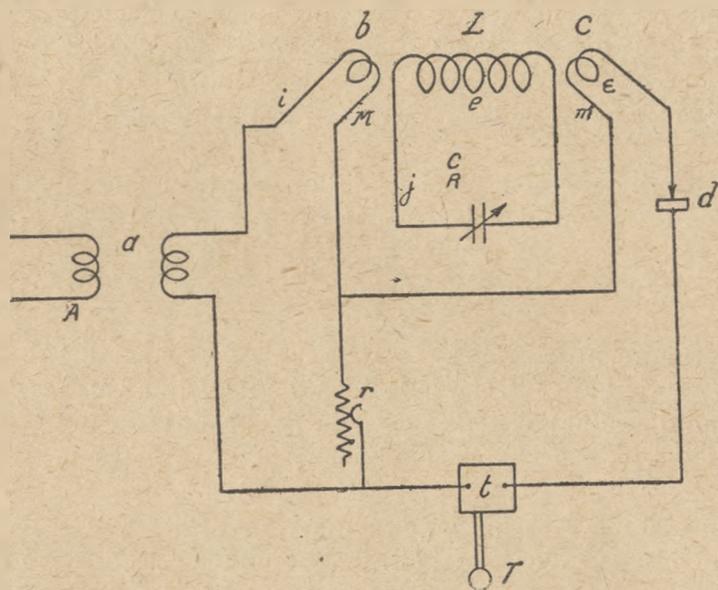


Fig. 15. — A boucle venant de l'émetteur. — LC_R Circuit oscillant étalonné.
 $trcd$ Circuit d'écoute.

détecteur d , un tikker t et un téléphone T ; r est une résistance variable qui fait également partie d'un autre circuit abr couplé en a avec une bouche A faisant partie du circuit émetteur et en b avec l'inductance L .

Sous l'influence du courant H.F. qui passe dans A , le circuit abr est excité. Il excite à son tour le circuit étalonné LC_R qui agit de son côté sur le circuit d'écoute par l'intermédiaire de la boucle c .

Le circuit d'écoute est donc le siège de deux forces électromotrices. La première provient de la résistance r qu'il possède en commun avec le circuit abr , la seconde de l'action de L sur c , due elle-même à l'excitation de L par b .

Il est évident que si ces deux forces électromotrices sont égales et de signes contraires, aucun courant ne passera dans le circuit d'écoute, le téléphone sera

silencieux. Or, on démontre, sans que nous puissions le faire ici, que ce silence ne peut être obtenu que si le circuit oscillant LC_a est rigoureusement accordé sur l'onde transmise par A. Cette condition nécessaire n'est pas suffisante et il faut, pour obtenir le silence, ajuster par approximations successives les couplages variables M et m , et la résistance r de façon à rendre égales et de signes contraires les deux forces électromotrices provenant de r et de c . Ces opérations sont très faciles à faire et la précision des lectures est aussi grande qu'on peut le désirer.

L'appareil doit être construit de façon qu'il n'y ait aucune induction mutuelle possible entre b et c ; d'autre part, il faut également prendre des précautions telles que l'induction de l'émetteur sur les circuits soit limitée à celle qui arrive par la bobine A. Cet ondemètre placé près d'un émetteur puissant qui exciterait directement les bobines L et c donnerait des résultats tout à fait faux, ou même ne pourrait pas fonctionner, les extinctions devenant impossibles.

II. — MESURES .

25. Mesure de la résistance d'un circuit oscillant. — La méthode la plus courante et la plus sûre est celle dite de la » résistance additionnelle ». Voici son principe :

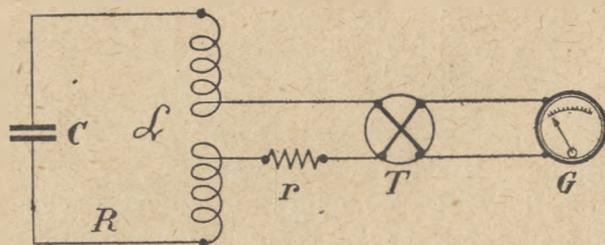


Fig. 16. — Mesure d'une résistance.

On excite le circuit LC au moyen d'une boucle B faisant partir du circuit d'un émetteur (fig. 16), on accorde avec le condensateur C et l'on mesure le courant i_0 qui traverse la bobine L au moyen d'un appareil de mesure T placé en série. Le circuit oscillant étant accordé à la résonance, si l'on appelle e la force électromotrice induite par B, R la résistance du circuit oscillant, ρ celle de l'appareil de mesure T , on aura

$$e = (R + \rho)i_0.$$

Cela fait, on intercale dans le circuit une résistance r et l'on recommence les opérations, le courant devient i et la force électromotrice n'ayant pas changé on a cette fois

$$e = (R + \rho + r)i$$

d'où

$$(R + \rho)i_0 = (R + \rho + r)i$$

et

$$R = r \frac{i}{i_0 - i} - \rho$$

formule qui permet de calculer R .

Il est nécessaire d'employer des couplages très faibles entre B et \mathcal{L} pour que l'accord du circuit \mathcal{LC} ne réagisse pas sur l'émetteur, aussi les courants dans \mathcal{L} sont-ils toujours très faibles, car l'émetteur employé est, en général, une simple hétérodyne ; i_0 et i valent seulement quelques milliampères. L'appareil de mesure est donc un thermoél-ément avec son galvanomètre G (15).

Les déviations du galvanomètre sont, on le sait, proportionnelles au carré de l'intensité qui passe dans le couple, ou, ce qui revient au même, les intensités sont proportionnelles aux racines carrées des déviations

$$i_0 = k \sqrt{\delta_0} \quad i = k \sqrt{\delta}$$

La formule pratique est donc

$$R = r \frac{\sqrt{\delta}}{\sqrt{\delta_0} - \sqrt{\delta}} - \rho$$

Il est toujours préférable de placer le thermo-élément et la résistance additionnelle au milieu de la bobine ; cette précaution est indispensable quand la capacité C est faible (inférieure à $0,5 \text{ m}\mu\text{F}$). Cela tient à ce que le milieu de la bobine reste au potentiel zéro pendant ses oscillations, il ne se produit donc pas de pertes dans les supports du thermo-élément et du galvanomètre, pertes qui peuvent être très importantes quand ces éléments sont connectés à une extrémité de la bobine où le potentiel varie avec la fréquence même des oscillations. En outre, quand la capacité est faible, le courant est notablement plus faible aux extrémités de la bobine qu'au milieu à cause de la capacité propre de cette dernière qui conserve de l'électricité au passage ; l'effet de la résistance additionnelle est donc tout différent suivant qu'elle est placée au milieu ou à une extrémité. Cette question demanderait quelques développements théoriques que nous ne pouvons donner ici, mais nous avons tenu à signaler les précau-

tions à prendre. Le plus souvent, il est assurément difficile de couper la bobine en son milieu, mais il faut au moins savoir que les résultats obtenus en mettant le thermo-élément à une de ses extrémités n'ont aucun sens pour les faibles valeurs des capacités.

On doit également se méfier des résultats obtenus avec des circuits oscillants comportant de longues connections destinées à réunir quelques-uns de ses points à des commutateurs ou à divers organes, comme cela arrive par exemple pour le circuit oscillant d'un émetteur à triode de dimensions un peu grandes. Quand la capacité localisée du circuit est peu importante (0,1 à 0,5 μF) on peut trouver, quelles que soient les précautions prises des valeurs erronées de 50 % et même de 100 %.

26. Résistance d'un condensateur. — Nous avons défini au n° 4 la résistance équivalente d'un condensateur. Pour mesurer la résistance d'un condensateur a sur une onde Λ , on mettra en parallèle avec lui sur une bobine (fig. 17) un condensateur variable à air b , placé vers sa capacité minima, puis on mesurera la résistance R du circuit oscillant ainsi constitué. Cela fait, on supprimera a et on manœuvrera b pour rattraper l'accord. On fera à nouveau la mesure de la résistance qui sera R' . La résistance cherchée de a sera

$$r_c = R - R'$$

Si a est un condensateur à air il sera intéressant de calculer le coefficient A de la dernière formule du n° 4. On aura

$$A = r_c \frac{(\Lambda^{\text{cm}})^2}{(L^{\text{mH}})^2}$$

où L est la self-induction de la bobine utilisée, exprimée en millihenrys.

Cette méthode est basée sur la remarque du n° 5.

27. Etalonnage des ampèremètres. — L'intensité efficace d'un courant alternatif est celle du courant continu i qui produirait la même dépense de chaleur dans une résistance donnée R , que le courant alternatif lui-même (effet Joule proportionnel à $Ri^2 \cdot 137^1$). C'est sur cette définition qu'est basé le principe de l'étalonnage des ampèremètres H.F. On peut opérer comme suit :

Une résistance convenable R (fig. 18) est placée dans une boîte B bien

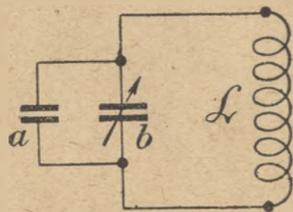


Fig. 17.

abritée contre les pertes de chaleur extérieures, et dans laquelle se trouve un thermomètre sensible t . L'ampèremètre thermique A_T et un ampèremètre à courant continu A_c sont placés dans deux circuits dans lesquels, grâce à l'inverseur I , on peut mettre en série la résistance R . Dans le circuit de A_T on peut envoyer un courant de haute fréquence provenant d'un émetteur et dans celui de A_c celui produit par un accumulateur C ; un rhéostat r permet de faire varier le courant continu produit par C .

Plaçant l'inverseur à gauche, on commence par faire passer le courant H.F. et on le laisse passer jusqu'à ce que le thermomètre soit en équilibre. A ce mo-

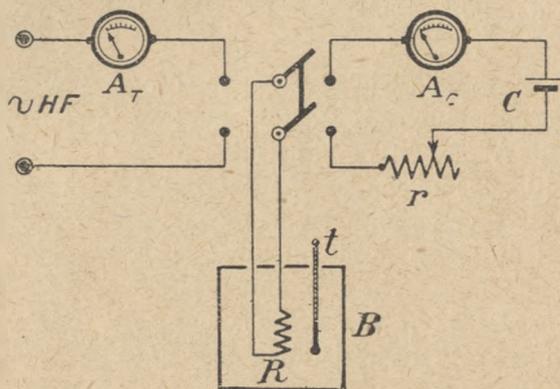


Fig. 18.

ment on lit la graduation de A_T , puis on place l'inverseur à droite et on règle le courant continu de façon à maintenir constante la température. Le courant marqué par l'ampèremètre A_c dans ces conditions sera la valeur du courant HF correspondant à la graduation lue sur A_T .

Il est indispensable de faire la résistance R avec un fil très résistant et d'assez faible diamètre pour que la résistance en courant alternatif soit la même qu'un courant continu, car R doit être le même dans les deux cas. Du fil de maillechort de 5/10 convient pour des longueurs d'onde supérieures ou égales à 100 mètres.

Cette méthode calorimétrique est longue à appliquer et peu précise; il est plus commode et beaucoup plus rapide de prendre comme résistance le filament d'une lampe à incandescence et de repérer à l'aide d'un pyromètre ou d'un photomètre sa température ou son éclat. Dans certains cas, la comparaison peut même se faire à vue, sans appareils, quand on ne tient pas à la précision.

28. Etalonnage des ondemètres par comparaison. — Le plus souvent on étalonne un ondemètre en le comparant à un autre appareil déjà étalonné. Dans ce cas, on peut mesurer successivement les longueurs des ondes données par une hétérodyne avec les deux appareils, comme il est expliqué plus bas.

29. Etalonnage absolu des ondemètres. — La mesure d'une longueur d'onde est un problème équivalent à la mesure d'une fréquence. Si F est la fréquence et T la période d'une oscillation correspondant à une longueur d'onde Λ , on sait, en effet, que l'on a :

$$F = \frac{1}{T} \quad \text{et} \quad \Lambda = VT \quad \text{ou} \quad \Lambda F = V$$

V étant la vitesse de la lumière.

Voici le principe de la méthode qui permet de mesurer les fréquences :

On construit une hétérodyne qui produise des oscillations à très longue période (fréquence de 1000 cycles à la seconde, longueur d'onde de 300 kilomètres) et l'on s'arrange pour que ces oscillations aient beaucoup d'harmoniques (67^2) ; on peut ainsi arriver à obtenir des harmoniques de rang 50 avec une intensité suffisante pour les utiliser comme on va le voir. On sait d'ailleurs que les harmoniques d'une oscillation fondamentale donnée sont des oscillations dont la fréquence est rigoureusement un multiple de la fréquence fondamentale. C'est ainsi que la 50^e harmonique a exactement 50 000 cycles par seconde, si la fondamentale en a 1 000.

Si donc on a pu mesurer exactement la fréquence fondamentale de 1 000 cycles par seconde, on possèdera des oscillations électriques qui auront rigoureusement des fréquences de 1 000, 2 000, 3 000, ... 25 000, ... 49 000, ... 50 000... cycles. (Cette dernière fréquence correspondra à une longueur d'onde de 6 000 mètres.)

En écoutant toutes ces oscillations successives avec l'ondemètre à étalonner, on pourra aisément déterminer les points de la graduation du condensateur variable qui correspondent à toutes ces fréquences.

Pour compter le nombre de cycles de la fondamentale on peut employer divers procédés, dont le plus simple, théoriquement, est d'enregistrer les vibrations fondamentales, comme on enregistre les signaux de T. S. F. Dans la pratique on compare, par la méthode des battements, le son produit par les oscillations fondamentales avec celui que donne un diapason étalonné.

Quant à l'hétérodyne spéciale qui donne ce grand nombre d'harmoniques, c'est le « multivibrateur » imaginé, ainsi que la méthode précédemment décrite,

par MM. Abraham et Bloch. Cet appareil est représenté par la figure 19 ; c'est un montage analogue à celui des amplificateurs à résistance ; les connexions des deux triodes sont disposées pour qu'elles réagissent l'une sur l'autre, provoquant ainsi l'entretien des oscillations : r_1 et r_2 sont des résistances de 50 000 ohms, R_1 et R_2 ont chacune 750 000 ohms ; les capacités C_1 et C_2 sont variables et peuvent atteindre 10 m μ F ; B est la bobine qui sert à coupler le multivibrateur avec les ondemètres à étalonner.

Le fonctionnement est le suivant : Supposons qu'à un moment donné un courant i_2 passe, dans la triode de droite, du filament F_2 à la plaque P_2 , le potentiel de cette plaque est

$$V_2 = 80' - r_2 i_2.$$

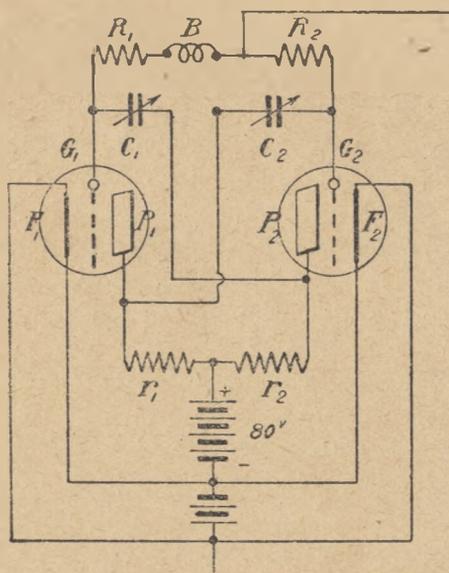


Fig. 19. — Multivibrateur pour l'étalonnage absolu des ondemètres.

$$r_1 = r_2 = 50\,000 \text{ ohms}$$

$$R_1 = R_2 = 750\,000 \text{ ohms.}$$

C_1 et C_2 capacité variable de 0 à 10 m μ f.

Si i_2 augmente, V_2 diminue et le condensateur C_1 transmet cette baisse de potentiel à la grille G_1 ; ceci produit, en vertu des propriétés connues des triodes une diminution du courant-filament-plaque, i_1 , de la triode de gauche ; le potentiel de la plaque P_1 , est

$$V_1 = 80' - r_1 i_1.$$

Puisque i_1 diminue V_1 augmente ; cette élévation de tension est transmise par le condensateur C_2 à la grille G_2 , ce qui accélère le débit du courant i_2 sur la plaque P_2 . Le courant i_2 augmente donc de plus en plus vite en même temps que i_1 diminue ; i_2 finit par atteindre sa valeur maxima, celle du courant de saturation ; dans le même temps, le courant i_1 s'annule.

Mais cet état ne peut pas persister, car les condensateurs C_1 et C_2 se déchargent à travers les résistances R_1 et R_2 , et dès que la grille G_1 est devenue assez peu négative pour laisser passer un peu de courant i_1 dans la plaque P_1 , les phénomènes précédents se reproduisent en sens inverse. La période des oscillations qui s'en suivent dépend naturellement des valeurs des capacités C_1 , C_2 et des résistances r_1 , r_2 , R_1 , R_2 . Ce qui permet de régler à volonté la fréquence fondamentale.

30. Mesure des longueurs d'onde. — Les indications que nous avons données sur les ondemètres au paragraphe précédent (18 à 25) sont suffisantes, dans la plupart des cas, pour indiquer leur mode d'emploi.

Pour utiliser un ondemètre récepteur, on se place à proximité de l'émetteur et l'on manœuvre le condensateur de l'ondemètre comme celui d'un récepteur ordinaire jusqu'à obtenir la résonance. Quand on opère au téléphone avec une galène, on doit rechercher un très bon point de galène, sans quoi les accords sont flous et on ne peut obtenir aucune précision.

Les ondemètres à méthode de zéro sont disposés de façon à pouvoir être utilisés aussi par la méthode de résonance. On commence par écouter en résonance, ce qui dégrossit la mesure ; on passe ensuite, par le jeu d'un commutateur, sur la méthode de zéro et en manœuvrant successivement le condensateur, la résistance r et les couplages M et m (fig. 15), on arrive par approximations successives à la détermination exacte de la longueur d'onde.

L'ondemètre émetteur s'utilise pour étalonner un récepteur. On excite ce dernier avec l'ondemètre et on détermine les accords correspondant aux différentes longueurs d'onde.

Cette mesure des longueurs d'onde sert de base à la mesure des inductances et des capacités dont nous allons maintenant parler.

31. Mesure des inductances. — *a)* Quand on étalonne un ondemètre, on détermine généralement, en plus des graduations correspondant aux longueurs d'onde, les valeurs des inductances de ses bobines et l'on trace la courbe des capacités qui correspondent aux graduations du condensateur.

Il est alors facile de s'en servir pour mesurer une inductance ou une capacité quelconques.

Soit l l'inductance à mesurer ; on la met en série avec l'inductance \mathcal{L} du circuit oscillant (fig. 20) au moyen de bornes extérieures disposées à cet effet et on la dispose sur la table de façon à ce que sa mutuelle avec \mathcal{L} soit nulle.

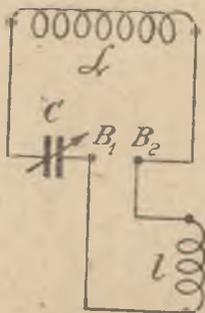


Fig. 20.

Cela fait, on excite l'ondemètre avec un émetteur quelconque et on l'accorde. Soit c la capacité d'accord. On supprime l , on court-circuite les bornes B_1, B_2 et on cherche la nouvelle capacité d'accord C , sans changer la longueur d'onde de l'émission. Si Λ est cette longueur d'onde, on a dans le premier cas

$$\Lambda = 59,6 \sqrt{(\mathcal{L} + l)c}$$

et dans le second

$$\Lambda = 59,6 \sqrt{\mathcal{L}C}.$$

On en déduit

$$(\mathcal{L} + l)c = \mathcal{L}C$$

d'où

$$l = \mathcal{L} \frac{C - c}{c}.$$

On vérifie que la mutuelle entre \mathcal{L} et l est nulle en retournant sur place la bobine l (sans modifier les connexions) ; la position d'accord du condensateur ne doit pas changer.

b) Quand on ne dispose que d'un condensateur étaloné, on peut encore mesurer une inductance. Pour cela on constitue avec le condensateur et l'inductance un circuit oscillant sur lequel on branche un détecteur et un téléphone. On accorde alors le système sur une émission de longueur d'onde connue Λ . La formule

$$\Lambda^m = 59,6 \sqrt{l^m C^m}$$

permet de calculer l .

Il y a intérêt à faire toutes ces mesures d'inductance avec des capacités aussi grandes que possible.

32. Mesure des inductions mutuelles. — Rappelons d'abord les définitions :

La self-induction ou inductance d'un circuit est le flux magnétique qui le traverse quand il est parcouru par un courant de 1 ampère. L'induction mutuelle entre deux circuits l_1 et l_2 est le flux qui, provenant de l'un, traverse

l'autre quand le premier est parcouru par un courant de un ampère ; on montre d'ailleurs que l'inductance mutuelle de l_1 sur l_2 est égale à l'induction mutuelle de l_2 sur l_1 (84¹, 87¹).

Soit alors à mesurer la mutuelle M entre deux bobines dont les inductances sont l_1 et l_2 (fig. 21). On les monte d'abord en série en établissant la connexion en trait plein BC et l'on mesure comme au numéro précédent l'inductance totale du circuit Al_1BCl_2E . Soit \mathcal{L}' cette inductance ; d'après les définitions rappelées, elle est égale à

$$\mathcal{L}' = l_1 + l_2 + 2M$$

car la bobine l_1 est traversée par son propre flux l_1 et par celui M provenant de l_2 ; de même l_2 est traversée par son propre flux l_2 , et par celui M provenant de l_1 .

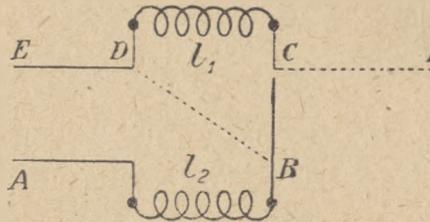


Fig. 21.

On remplace ensuite la connexion BC par la connexion en traits pointillés BD et l'on mesure l'inductance du circuit Al_2BDl_1CF . Le sens du courant dans l_1 est changé par cette modification par rapport au sens du courant dans l_2 et la mutuelle agit en sens inverse. On a donc, en désignant par \mathcal{L}'' la nouvelle inductance totale que l'on mesure :

$$\mathcal{L}'' = l_1 + l_2 - 2M.$$

En retranchant \mathcal{L}'' de \mathcal{L}' on trouve

$$\mathcal{L}' - \mathcal{L}'' = 4M$$

d'où

$$M = \frac{\mathcal{L}' - \mathcal{L}''}{4}.$$

33. Mesure des capacités. — a) Pour mesurer une capacité on place cette capacité en parallèle avec celle de l'ondemètre que l'on excite sur une onde

quelconque et que l'on accorde en manœuvrant son condensateur ; on note la capacité c correspondant à l'accord. Cela fait, on supprime la capacité à mesurer et l'on accorde à nouveau sans changer l'onde. On trouve ainsi pour l'accord une nouvelle valeur C de la capacité du condensateur de l'ondemètre. La capacité à mesurer est évidemment égale à

$$C - c.$$

b) Si la capacité à mesurer est plus grande que la valeur maxima de la capacité de l'ondemètre, on ne peut plus employer cette méthode ; on procède alors comme suit :

On mesure encore la capacité C correspondant à une certaine onde, puis on met la capacité à mesurer en série avec celle de l'ondemètre ; on refait l'accord et on note la valeur C' de la capacité de ce condensateur qui correspond au nouvel accord. Si Γ est la capacité cherchée elle est donnée par la relation

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C'} + \frac{1}{\Gamma}$$

car on sait que deux capacités en série C' et Γ sont équivalentes à une capacité unique C donnée par cette relation (110¹). De cette formule on tire :

$$\Gamma = \frac{CC'}{C' - C}.$$

34. Mesure de la capacité propre d'une bobine. — La formule

$$\Lambda = 59,6 \sqrt{LC}$$

ne donne pas très exactement la longueur d'onde si l'on y remplace C par la capacité du condensateur du circuit oscillant. Pour des capacités supérieures ou égales à quelques dixièmes de millième de microfarad, l'erreur est toujours négligeable dans la pratique, mais il n'en est pas ainsi pour des capacités très faibles, de l'ordre de $\frac{1}{10}$ de μF . Cela tient à ce que les bobines ont par elles-mêmes une capacité propre qui doit entrer en ligne de compte dans la formule. En appelant C_0 cette capacité propre on a la formule exacte

$$\Lambda = 59,6 \sqrt{L(C + C_0)}.$$

Cette formule elle-même n'est pas rigoureuse au sens mathématique, mais elle est toujours suffisante.

Il est facile de l'utiliser pour mesurer la capacité propre d'une bobine quand on possède un condensateur variable. Pour cela on commence par étalonner ce condensateur après avoir placé à ses bornes un système détecteur.

Ensuite on connecte la bobine au condensateur et on utilise le circuit oscillant ainsi constitué pour accorder deux émissions de longueurs d'onde connues Λ_1 et Λ_2 , correspondant l'une à une grande valeur de la capacité variable, l'autre à une très faible valeur. On note les capacités correspondantes C_1 et C_2 . On a alors

$$\Lambda_1^2 = (59,6)^2 \times L(C_1 + C_0)$$

$$\Lambda_2^2 = (59,6)^2 \times L(C_2 + C_0)$$

et en divisant membre à membre

$$\frac{\Lambda_1^2}{\Lambda_2^2} = \frac{C_1 + C_0}{C_2 + C_0}$$

d'où l'on tire :

$$C_0 = \frac{\left(\frac{\Lambda_1}{\Lambda_2}\right)^2 C_2 - C_1}{1 - \left(\frac{\Lambda_1}{\Lambda_2}\right)^2}$$

Il est indispensable de placer le système détecteur-écouteur aux bornes du condensateur avant de faire son étalonnage, car ces éléments constituent une capacité relativement importante qui fausserait tous les résultats si on n'en avait pas tenu compte.

D'autre part, si l'on prend pour C_1 et C_2 deux valeurs, l'une très grande, l'autre très faible, c'est pour avoir plus de précision dans les résultats.

Les capacités propres des bobines sont toujours très faibles quels que soient leurs types, à moins qu'elles ne soient à plusieurs couches jointives, ce qui n'arrive que dans des cas très spéciaux. Les bobines à une seule couche, celles en fond de panier, en nid d'abeille, etc., sont toutes équivalentes à ce point de vue ; leurs capacités propres C_0 valent de 1 à 2 centièmes de millième de μF . Les grandes bobines que constituent les cadres peuvent aller jusqu'à 5 ou 6 centièmes et même parfois un dixième.

35. Constantes d'une antenne. — On entend par là la résistance, la capacité et l'inductance de l'antenne.

La définition et la mesure de la résistance sont des questions tout à fait semblables à celles traitées pour les bobines. La résistance se mesurera par la

méthode indiquée au n° 25, en mettant le termo-élément à la place de l'ampère-mètres d'antenne.

La question de la capacité et de l'inductance demande quelques explications complémentaires. Une antenne a de la capacité comme tout condensateur. L'antenne peut, en effet, être considérée comme l'armature d'un condensateur dont l'autre armature serait la terre ; mais il existe entre son cas et celui d'un condensateur à lames, par exemple, une différence essentielle. En raison du mouvement extrêmement rapide de l'électricité pendant les oscillations électriques, celle-ci n'a pas le temps de se répartir uniformément tout le long des fils de l'armature comme elle le fait dans les petites lames du condensateur à air. Certaines régions de ces fils prennent une charge beaucoup plus élevée que les autres ; les extrémités des fils sont beaucoup plus chargées que leur partie moyenne, l'électricité venant, en quelque sorte, buter à l'extrémité de l'antenne d'où elle ne peut s'échapper. Plus on s'éloigne de l'extrémité, plus la charge de l'antenne par mètre de fil diminue ; à toucher la terre elle est pratiquement nulle.

Ce n'est pas tout ; nous venons d'invoquer la rapidité du mouvement de l'électricité pour expliquer l'inégale répartition. On conçoit donc que la fréquence doit jouer un rôle dans le phénomène et, en effet, la répartition des charges change avec la longueur d'onde sur laquelle on fait osciller l'antenne.

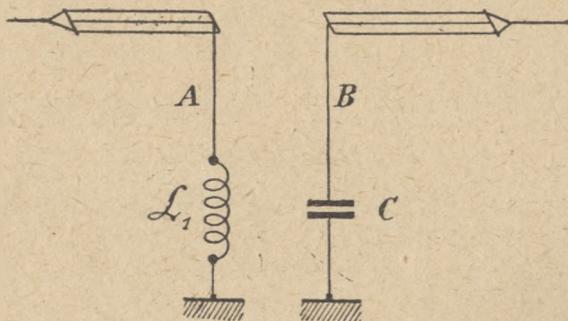


Fig. 22

On pourrait développer des considérations du même genre au sujet de l'inductance. L'effet de la self-induction ne peut exister que là où passe du courant et il est d'autant plus important que le courant est plus fort. Or, il est bien clair que le courant est nul à l'extrémité des fils de l'antenne, car l'électricité vient, comme nous le disions plus haut, buter en cet endroit ; il devient de plus en plus

fort à mesure que l'on se rapproche de la terre. La diminution du courant depuis la terre jusqu'à l'extrémité des fils d'antenne correspond justement aux quantités d'électricité laissées en chemin dans les fils par effet de capacité. Naturellement la répartition du courant et, par conséquent, de l'inductance, variera avec la fréquence tout comme la répartition des charges ou de la capacité.

Il résulte de ces remarques que l'inductance et la capacité d'une antenne ne sont plus des éléments simples, faciles à définir et pratiquement constants comme celles d'une bobine ou d'un condensateur.

Néanmoins, quand il s'agit d'une gamme de longueur d'onde peu étendue, on peut encore parler d'une capacité et d'une inductance effectives d'une antenne. Ces quantités, que nous appellerons C_0 et \mathcal{L}_0 , permettront de prévoir les variations de longueur d'onde quand on changera la valeur de l'inductance \mathcal{L} ou de la capacité C , mises en série dans l'antenne (fig. 22, A et B).

Dans le cas A, on aura alors

$$\Lambda = 59,6 \sqrt{(\mathcal{L}_1 + \mathcal{L}_0)C_0}.$$

Dans le cas B, en appelant c la capacité définie par la relation des capacités en série :

$$\frac{1}{c} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_0}$$

on aura

$$\Lambda = 59,6 \sqrt{\mathcal{L}c}.$$

Mais il faut se rappeler que les valeurs de \mathcal{L}_0 et de C_0 ne sont pas absolument invariables et qu'elles ne sont valables que dans le voisinage des longueurs d'onde pour lesquelles elles ont été mesurées.

36. Mesure des constantes d'une antenne. — La méthode générale consiste à mesurer les longueurs des ondes sur lesquelles oscille l'antenne dans deux états voisins de ceux pour lesquels on veut obtenir l'inductance et la capacité effectives. Le mieux est d'exciter l'antenne, en couplage lâche, par une hétérodyne et de chercher la résonance en faisant varier la longueur d'onde émise par l'hétérodyne. Le meilleur procédé pour constater la résonance consiste à introduire en série dans l'antenne un thermo-élément (15) et à chercher la déviation maxima du galvanomètre auquel celui-ci est connecté. On mesure ensuite la longueur de l'onde émise par l'hétérodyne.

On peut remplacer l'hétérodyne par un ondemètre émetteur à vibreur (18 et 19), et le thermo-élément par une réception téléphonique, mais les

résultats sont moins précis car l'énergie est souvent insuffisante pour permettre les couplages lâches nécessaires.

Examinons maintenant les différents cas qui peuvent se présenter :

1^{er} Cas. — *L'antenne est employée normalement avec une inductance en série* (fig. 22, A).

On mesure l'onde Λ_1 sur laquelle elle oscille avec l'inductance \mathcal{L}_1 en série. On a alors :

$$\Lambda_1 = 59,6 \sqrt{(\mathcal{L}_1 + \mathcal{L}_0)C_0}.$$

Ensuite on remplace l'inductance \mathcal{L}_1 par une autre \mathcal{L}_2 de valeur double ou moitié par exemple, et on a :

$$\Lambda_2 = 59,6 \sqrt{(\mathcal{L}_2 + \mathcal{L}_0)C_0}.$$

En divisant Λ_2^2 par Λ_1^2 , on trouve :

$$\frac{\Lambda_2^2}{\Lambda_1^2} = \frac{\mathcal{L}_2 + \mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_1 + \mathcal{L}_0}.$$

Calculons les rapports

$$m = \left(\frac{\Lambda_2}{\Lambda_1}\right)^2 \quad \text{et} \quad n = \frac{\mathcal{L}_2}{\mathcal{L}_1}$$

la formule précédente donne

$$\mathcal{L}_0 = \mathcal{L}_1 \frac{n - m}{m - 1}.$$

La première formule donne alors

$$C_0 = \frac{1}{\mathcal{L}_1 + \mathcal{L}_2} \left(\frac{\Lambda_1}{59,6}\right)^2.$$

2^o Cas. — *L'antenne est employée normalement avec un condensateur en série* (fig. 22, B).

On mesure l'onde Λ_1 sur laquelle oscille l'antenne avec la Capacité C_1 en série. On a alors :

$$\Lambda_1 = 59,6 \sqrt{(\mathcal{L}_0 c_1)}$$

c_1 étant défini par

$$\frac{1}{c_1} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_0} \quad \text{ou} \quad c_1 = \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}.$$

Ensuite on remplace la capacité C_1 par une autre C_2 , de valeur double ou moitié par exemple, et on a :

$$\Lambda_1 = 59,6 \sqrt{L_0 c_1}$$

avec

$$\frac{1}{c_2} = \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_0} \quad \text{ou} \quad c_2 = \frac{C_2 C_0}{C_2 + C_0}.$$

En divisant Λ_1^2 par Λ_2^2 on trouve

$$\frac{\Lambda_2^2}{\Lambda_1^2} = \frac{c_1}{c_2} = \frac{C_2}{C_1} \cdot \frac{C_1 + C_0}{C_2 + C_0}.$$

Calculons les rapports

$$m = \left(\frac{\Lambda_2}{\Lambda_1} \right)^2 \quad n = \frac{C_2}{C_1}$$

la formule précédente donne

$$\boxed{C_0 = C_1 \frac{m - 1}{n - m}}.$$

La première formule donne alors :

$$\boxed{L_0 = \frac{C_1 + C_0}{C_1 C_0} \left(\frac{\Lambda_1}{59,6} \right)^2}.$$

On sait que dans toutes ces formules, les longueurs d'onde sont exprimées en mètres, les inductances en microhenrys et les capacités en millièmes de microfarad.

d'elle des lignes de force magnétique circulaires, telles que LOL'. Seulement celles-ci, au lieu d'être fixes, comme dans le cas d'un courant continu, se déplacent en s'éloignant de l'antenne ; leur rayon augmente avec la vitesse V de la lumière qu'on sait être égale à 300 000 kilomètres à la seconde.

Sur la même figure, le champ magnétique \mathcal{H} au point O est représenté par une tangente à la ligne de force correspondante ; ce champ est donc perpendiculaire à la droite OE joignant le point O à l'antenne.

On sait que quand un champ magnétique se déplace en coupant un conducteur, il produit dans ce conducteur une force électromotrice. On peut exprimer ce fait d'expérience en disant que lorsqu'un champ magnétique se déplace, il donne naissance à un champ électrique. C'est ce qui arrive dans le cas de l'émission d'une antenne. En se déplaçant avec la vitesse de la lumière, son champ magnétique \mathcal{H} produit un champ électrique OZ, que l'on représente en général par la lettre ε . Ce champ électrique est vertical tandis que le champ magnétique est horizontal ; sa valeur numérique est égale au produit du champ magnétique par la vitesse de la lumière

$$\varepsilon = V \cdot \mathcal{H}$$

Sur la figure 23 nous avons représenté une antenne verticale. On pourrait penser qu'avec une antenne de forme plus compliquée, les champs magnétiques et électriques sont eux-mêmes moins régulièrement disposés. Il en est bien ainsi à courte distance, mais dans le cas de la pratique les champs sont toujours tels que nous les avons indiqués, sauf dans des circonstances spéciales que nous examinerons plus loin. C'est l'effet de la terre conductrice qui produit cette régularité de disposition.

Le courant qui passe dans l'antenne est alternatif, il en sera donc de même des champs électriques et magnétiques produits. Dans ces conditions, le champ \mathcal{H} au point O peut être représenté par la formule :

$$\varepsilon = \mathcal{E} \sin \omega t \quad \text{et} \quad \mathcal{H} = \sin \omega t.$$

38. Force électromotrice induite dans un cadre. — Un cadre n'est autre chose qu'une grande bobine, dont la largeur est généralement petite par rapport au diamètre.

Sur la figure 24 on a représenté la projection d'un cadre vertical sur le sol, ainsi que la ligne OE qui joint son centre à l'émetteur ; le champ magnétique étant horizontal est représenté en vraie grandeur ; il est, comme on sait, perpendiculaire à la ligne OE.

Proposons-nous de calculer le flux magnétique qui traverse le cadre à un instant donné. Pour cela traçons la normale OM au plan du cadre et appelons z l'angle que forme cette ligne avec OE. On voit que le flux cherché est nul quand $z = 0$, c'est-à-dire quand le plan du cadre est perpendiculaire à la direc-

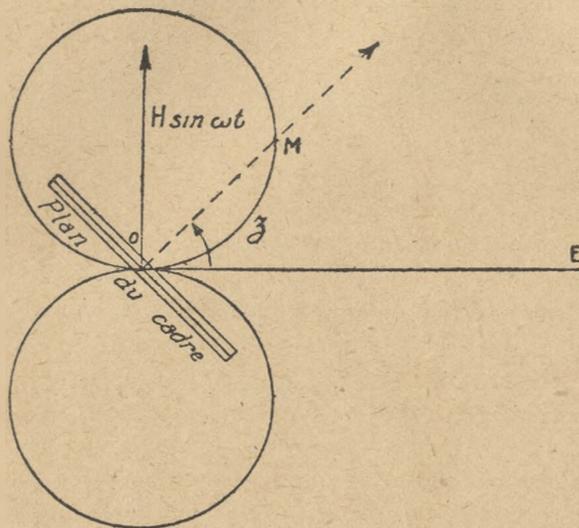


Fig. 24.

tion de l'émetteur ; il est au contraire maximum quand le plan du cadre est dirigé vers l'émetteur. L'expression mathématique de ce flux est (132¹) :

$$SH \sin \omega t \cdot \sin z$$

en appelant S la *surface totale* du cadre. S'il y a n spires ayant chacune une surface s , on a :

$$S = ns.$$

On a vu, d'autre part, que la force électromotrice induite par un flux variable est égale, à un facteur constant près, à la vitesse de variation de ce flux (82¹). Si on calcule ici cette vitesse de variation on trouve comme force électromotrice (1)

$$e = SH\omega \sin z \cos \omega t.$$

(1) Nous n'écrivons pas le facteur $\frac{1}{10^8}$ qui figure au numéro 82¹ car nous ne supposons pas e exprimé en volts. Nous fixerons plus tard les unités (69).

Cette force électromotrice varie périodiquement avec la fréquence de l'émission comme le montre la présence du facteur $\cos \omega t$. Le maximum du cosinus étant égal à 1, on voit que le maximum de la force électromotrice, qu'on appelle son amplitude, est

$$E = SH\omega \sin z$$

et en remplaçant ω par $\frac{2\pi V}{\lambda}$.

$$E = \frac{2\pi SHV}{\lambda} \sin z.$$

Cette force électromotrice est représentée sur la figure 24 par le segment OM porté sur la normale au plan du cadre. On voit que quand le cadre tourne, la f. e. m. passe deux fois par zéro, quand le plan du cadre est perpendiculaire à la direction de l'émetteur et deux fois par un maximum quand il se trouve dans sa direction.

39. Force électromotrice induite dans une antenne. — Pour connaître la force électromotrice induite dans une antenne par l'onde qui passe on calculera le flux coupé en une seconde par les fils de l'antenne ⁽¹⁾. Le flux coupé par les fils horizontaux sera nul ; la force électromotrice e' sera donc fournie par le flux coupé par la descente verticale de l'antenne ; elle sera :

$$e' = h . H . V . \sin \omega t$$

h étant la hauteur de l'antenne et V étant la vitesse de la lumière ou le chemin parcouru par le champ magnétique en une seconde. L'amplitude de la force électromotrice sera

$$E' = h . H . V$$

ou puisque $E = VH$

$$E' = hE.$$

40. Comparaison des forces électromotrices dans le cadre et dans l'antenne.

— En comparant cette valeur de e' avec celle de e donnée au numéro précédent, on voit que ces deux forces électromotrices ne sont pas en phase, car l'une contient $\sin \omega t$ et l'autre $\cos \omega t$. Quand e est nulle, e' est maxima et inversement.

(1) Pour être précis, il faudrait dire le flux coupé en une seconde si le champ restait, pendant cette seconde, égal à la valeur qu'il possède au moment où on veut avoir la force électromotrice.

Cette remarque est importante et comme la considération du sinus et du cosinus peut ne pas être claire pour quiconque n'est pas familiarisé avec les lignes trigonométriques, nous l'examinerons par une autre méthode.

Considérons une onde, et figurons à un instant quelconque par la courbe de la figure 25 les valeurs du champ magnétique aux différents points d'une ligne de propagation QX. La propagation déplacera cette courbe dans le sens de la flèche avec la vitesse de la lumière. Soit a une antenne, la force électromotrice induite à l'instant correspondant à la figure sera proportionnelle à l'ordonnée A de la courbe. Cette force électromotrice variera à mesure que la courbe avancera ; elle sera maxima quand l'ordonnée P passera en face de a et nulle quand Q passera par cette position.

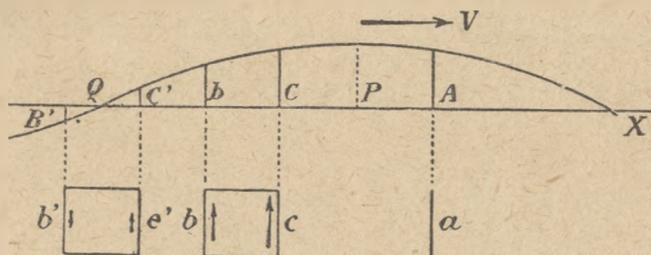


Fig. 25.

Soit maintenant bc un cadre. A l'instant correspondant à la figure, il y aura dans le côté b une force électromotrice proportionnelle à l'ordonnée B et dans le côté c une force proportionnelle à C. Les petites flèches marquées près de b et de c montrent que ces forces électromotrices tendront à produire dans le cadre des courants inverses, c'est donc leur différence qui agira. On voit que la force électromotrice dans le cadre sera nulle quand l'ordonnée P passera en face du milieu du cadre ; au contraire, elle sera maxima quand le point Q y passera, car alors les deux forces électromotrices dans les deux côtés b' et c' du cadre auront des directions opposées et elles ajouteront leurs effets.

41. Hauteur effective d'un cadre. — D'après ce que nous venons de voir, la force électromotrice dans une antenne sera beaucoup plus grande que celle induite dans un cadre, car dans ce dernier cas, c'est seulement la différence des ordonnées qui entre en ligne de compte et comme les dimensions des cadres sont toujours petites dans la pratique, cette différence sera très faible. En utilisant les valeurs trouvées pour E et E' aux numéros 38 et 39, on peut comparer numériquement les réceptions sur cadre et sur antenne.

Proposons-nous de trouver la hauteur d'une antenne qui recevrait la même force électromotrice qu'un cadre ; il suffit, pour résoudre ce problème, d'égaliser les valeurs de E et E'. Cela donne en supposant $z = 90^\circ$, c'est-à-dire le cadre orienté au maximum d'effet :

$$h \cdot H \cdot V = \frac{2\pi SHV}{\Lambda}$$

On en déduit :

$$h^m = \frac{2\pi S^m}{\Lambda^m}$$

Cette hauteur h est ce qu'on appelle la hauteur effective du cadre de surface totale S.

Pour tous les petits cadres employés dans la pratique, c'est-à-dire ayant des dimensions de 3 à 4 mètres au plus, cette hauteur effective ne dépasse pas quelques décimètres, 40 à 50 centimètres dans les cas les plus avantageux ; avec des cadres d'un mètre on a des hauteurs effectives généralement inférieures à 10 centimètres.

Ces chiffres montrent combien les cadres sont inférieurs aux antennes au point de vue de l'énergie reçue et font comprendre la nécessité de fortes amplifications pour la réception sur cadre.

Cette notion de hauteur effective est très commode, elle permet de faire tous les calculs relatifs à un cadre comme on les ferait sur une antenne ayant une hauteur égale à sa hauteur effective. En particulier la force électromotrice induite dans un cadre pourra s'écrire

$$E = h\mathcal{E}$$

h étant la hauteur effective de ce cadre et \mathcal{E} le champ électrique.

42. Principe du radiogoniomètre. — En connectant un condensateur aux extrémités de la bobine constituant le cadre, on forme un circuit oscillant ; un amplificateur placé à ses bornes permettra de recevoir une émission. Pour faire de cet appareil un radiogoniomètre, on monte le cadre sur un axe vertical autour duquel il peut tourner librement et on fixe sur lui un cadran gradué de 0 à 360°, et qui se déplace en face d'un index fixe. En orientant le cadre, on obtient l'intensité maxima des signaux au moment où il est dirigé vers l'émetteur ; au contraire, si son plan est perpendiculaire à la direction de la station émettrice aucun signal n'est perçu puisque la force électromotrice induite par

l'onde est alors nulle (38). En lisant la graduation du cercle divisé qui se trouve en face de l'index au moment de l'extinction on aura la direction du poste

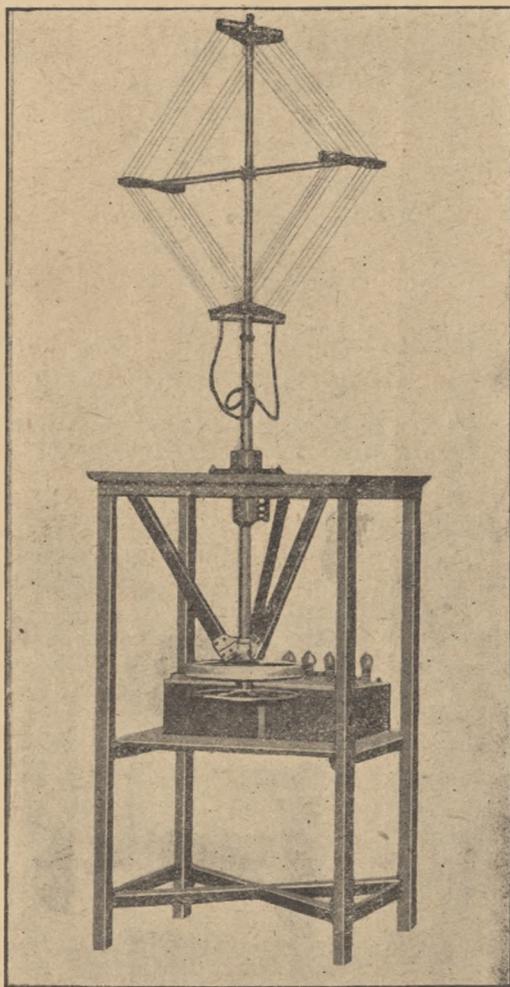


Fig. 26. — Petit cadre de 70 centimètres de côté. On voit au-dessus de la plateforme inférieure le volant de manœuvre et le cercle gradué.

écouté si l'on a placé ce cercle de telle façon qu'il marque zéro quand le plan du cadre est orienté est-ouest.

43. Méthode d'observation. — Dans la pratique, quand le poste écouté n'est pas très fort, le son disparaît dans une zone de quelques degrés autour de la position théorique d'extinction. On détermine alors les deux graduations n_1' et n_1'' , entre lesquelles le son disparaît et on prend la moyenne

$$\frac{n_1' + n_1''}{2} = n_1.$$

On remarquera qu'il existe deux positions permettant d'obtenir l'extinction, et que l'on devrait passer de l'une à l'autre en retournant le cadre de 180°. Dans la pratique, pour des raisons que nous verrons un peu plus loin, les deux positions d'extinction ne sont pas exactement à 180° l'une de l'autre, aussi est-il bon après avoir déterminé la graduation n_1 de retourner le cadre et de déterminer à nouveau les graduations n_2' et n_2'' qui limitent la nouvelle zone d'extinction; on calcule encore la moyenne

$$\frac{n_2' + n_2''}{2} = n_2.$$

puis l'on fait la nouvelle moyenne

$$n = \frac{n_1 + (n_2 - 180)}{2}.$$

La graduation n correspond à la direction cherchée, ou à une direction différant de celle-là de 180°. Nous verrons plus loin le moyen de supprimer l'incertitude de 180° qui reste encore après ces opérations.

44. Conditions optima que doit remplir un cadre. — Le système amplificateur de réception se branche en général aux bornes du condensateur du cadre.

Pour avoir la meilleure réception on doit donc chercher à avoir entre ses bornes la plus grande différence de potentiel possible. On démontre que cette différence de potentiel U est donnée par la formule

$$U = L\omega I$$

L étant l'inductance du cadre, I le courant qui le parcourt et ω la pulsation de l'onde ($\omega = \frac{2\pi V}{\lambda}$). Quand est le cadre en résonance ce qui est toujours le cas pendant la réception, on a

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

R étant sa résistance et E la force électromotrice créée par l'onde et calculée

au n° 38. On a donc finalement lorsque le cadre est orienté au maximum de réception ($z = 90^\circ$)

$$U = \frac{4\pi^2 V^2 H S \cdot L}{A R}.$$

Pour rendre U le plus grand possible, il faut donc construire le cadre de façon que la fraction $\frac{SL}{R}$ soit la plus grande possible. Le calcul et l'expérience conduisent aux conditions suivantes :

La surface d'une spire doit être aussi grande que possible.

L'inductance doit aussi être aussi forte que possible.

Le pas de l'enroulement, c'est-à-dire la distance entre deux spires, doit encore avoir la plus grande valeur possible. On doit donc chercher à réaliser un grand cadre quand son encombrement n'est pas limité. En outre, comme l'inductance est liée à la capacité par la formule

$$A = 59,6 \sqrt{LC}$$

on doit recevoir avec le moins de capacité possible. On se donnera donc la capacité minima que l'on peut employer et l'on calculera L d'après cette valeur et celle de l'onde à recevoir. La résiduelle d'un condensateur est généralement comprise entre 0,1 et 0,05 μF ; pour tenir compte de la capacité propre du cadre, de celle des connexions et enfin du jeu à laisser pour l'accord, on pourra prendre pour C la valeur 0,25 pour un petit cadre (0,50 à 1 m.) et 0,35 pour un grand (2 à 3 m.).

Pour des ondes très longues cependant, cela conduirait à des inductances très importantes et à des cadres peu maniables. On se guidera alors sur les circonstances et les possibilités matérielles pour déterminer la valeur de la capacité à utiliser.

Ensuite on calculera le nombre de spires à employer comme il est dit au n° 46 en se donnant le diamètre du cadre et sa largeur que l'on fera aussi grande que possible sans toutefois exagérer pour ne pas rendre le cadre incommode à manier.

Il y a lieu de remarquer que dans le voisinage des conditions optima l'intensité de la réception varie peu. Il ne sera donc pas indispensable de suivre à la lettre les indications précédentes si, pour des raisons d'installation pratique, on juge avantageux de les modifier. C'est en appliquant cette remarque que l'on peut augmenter la capacité d'accord pour les ondes un peu longues.

45. Calcul de l'inductance d'un cadre. — On peut enrouler le cadre en

cylindre ou en galette simple ou double. Dans le premier cas (fig. 27, a) les spires ont toutes la même grandeur et sont placées l'une près de l'autre. Dans le cas de la galette simple (fig. 27, b), elles se trouvent toutes dans un même plan et sont à l'intérieur l'une de l'autre ; enfin dans le cas de galette double (fig. 27, c), on place deux galettes en face l'une de l'autre sur les deux côtés du bâti. Les formules pour le calcul des inductances sont généralement assez com-

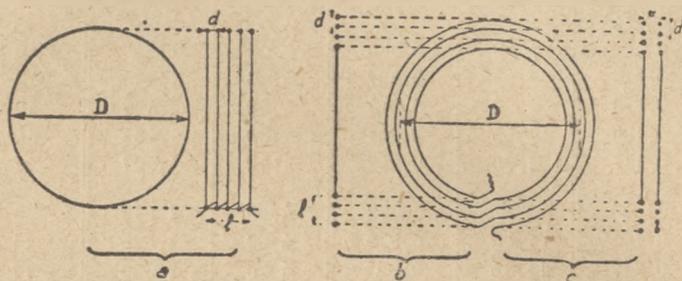


Fig. 27. — Types d'enroulements de cadres.

pliquées. En voici une très simple qui donne des résultats très suffisamment exacts : elle est applicable à toute bobine grande ou petite et peut servir aussi bien au calcul des inductances des bobines utilisées dans les appareils de réception ou d'émission. Elle est applicable au cas où les spires sont circulaires comme sur la figure 27 et convient aussi bien au cas d'un enroulement en galette simple qu'au cas d'un enroulement cylindrique. En appelant :

L l'inductance en microhenrys,

n le nombre de spires,

D le diamètres dans le cas de l'enroulement cylindrique, ou le diamètre moyen (fig. 27, b) dans le cas de l'enroulement en galette simple (D en mètres).

l la largeur de l'enroulement, c'est-à-dire la distance entre les spires extrêmes (l en mètres) ; on a :

$$L^{\mu\mu} = Kn^2(D^m)^2$$

formule dans laquelle K est le coefficient donné par la table suivante en fonction du rapport $\frac{D}{l}$.

Valeurs de K en fonction de $\frac{D}{l}$ Diamètre de la bobine
Longueur de la bobine

$\frac{D}{l}$	K	$\frac{D}{l}$	K	$\frac{D}{l}$	K	$\frac{D}{l}$	K
0,00	0	1,50	0,880	4,00	1,440	10	2,00
0,05	0,048	1,55	0,897	4,10	1,455	11	2,06
0,10	0,095	1,60	0,914	4,20	1,469	12	2,12
0,15	0,139	1,65	0,931	4,30	1,484	13	2,17
0,20	0,181	1,70	0,947	4,40	1,497	14	2,21
0,25	0,220	1,75	0,962	4,50	1,511	15	2,26
0,30	0,261	1,80	0,978	4,60	1,525	16	2,30
0,35	0,299	1,85	0,993	4,70	1,539	17	2,34
0,40	0,335	1,90	1,007	4,80	1,551	18	2,37
0,45	0,370	1,95	1,020	4,90	1,564	19	2,40
0,50	0,403	2,00	1,035	5,00	1,576	20	2,44
0,55	0,435	2,10	1,062	5,20	1,600	22	2,50
0,60	0,466	2,20	1,090	5,40	1,622	24	2,55
0,65	0,496	2,30	1,115	5,60	1,645	26	2,60
0,70	0,525	2,40	1,140	5,80	1,667	28	2,65
0,75	0,553	2,50	1,163	6,00	1,688	30	2,69
0,80	0,579	2,60	1,185	6,20	1,708	35	2,79
0,85	0,606	2,70	1,206	6,40	1,727	40	2,87
0,90	0,631	2,80	1,228	6,60	1,746	45	2,95
0,95	0,655	2,90	1,249	6,80	1,765	50	3,01
1,00	0,678	3,00	1,267	7,00	1,783	60	3,12
1,05	0,701	3,10	1,289	7,20	1,800	70	3,22
1,10	0,723	3,20	1,307	7,40	1,817	80	3,30
1,15	0,745	3,30	1,325	7,60	1,834	90	3,37
1,20	0,766	3,40	1,343	7,80	1,850	100	3,45
1,25	0,787	3,50	1,360	8,00	1,865		
1,30	0,806	3,60	1,377	8,50	1,904		
1,35	0,826	3,70	1,394	9,00	1,938		
1,40	0,843	3,80	1,410	9,50	1,971		
1,45	0,862	3,90	1,425	10,00	2,003		

Pour les valeurs de $\frac{D}{l}$ comprises entre 0,6 et 10, K est très sensiblement donné par l'expression :

$$K = \frac{10 \frac{D}{l}}{14 + 4 \frac{D}{l}}$$

Si le cadre est hexagonal on prendra pour D dans ces formules la longueur du diamètre extérieur de l'hexagone formant la spire moyenne, multiplié par 0,92. Si le cadre est carré, on prendra pour D la valeur $0,82d$, d étant la diagonale du carré moyen.

La formule n'est pas valable pour le cas des galettes doubles. Dans ce cas, on trouvera en général une valeur approchée de l'inductance en multipliant par 3 celle que l'on aurait calculé pour une des deux galettes.

46. Exemples numériques. — a) On veut construire un cadre destiné à recevoir l'onde de 300 mètres. Le cadre sera carré et aura un enroulement cylindrique large de 10 centimètres et un côté de 1 mètre.

On se fixera une capacité de $0,25 \text{ m}\mu\text{F}$ (44) et L sera déterminée par la formule (1) :

$$300 = 60 \sqrt{L^{\mu\text{H}} \times 0,25}$$

d'où

$$L = \frac{25}{0,25} = 100 \mu\text{H}.$$

Ensuite, la diagonale du carré étant égale à 1 m. 41

$$D = 1,41 \times 0,82 = 1 \text{ m. } 16$$

$$\frac{D}{l} = 11,6 \quad K = 2,1 \quad n^2 = \frac{L^{\mu\text{H}}}{KD} = \frac{100}{2,1 \times 1,16} = 41$$

on prendra 6 spires pour être sûr de pouvoir accorder.

b) On veut construire un cadre destiné à recevoir l'onde de 3000 mètres. Ce cadre sera hexagonal et aura un diamètre extérieur de 2 mètres ; l'enroulement sera en galette simple et aura 40 centimètres de large.

Avec une capacité de $0,35 \text{ m}\mu\text{F}$ (44) on a

$$3000 = 60 \sqrt{L^{\mu\text{H}} \times 0,35}$$

(1) Pour ce calcul peu précis on peut prendre 60 au lieu de 59,6 pour simplifier les opérations.

d'où

$$L = 7140 \mu\text{H}.$$

Puisque $l = 40$ centimètres le diamètre extérieur moyen vaudra 1m,60 et on prendra pour D :

$$D = 1,60 \times 0,92 = 1,47$$

$$\frac{D}{l} = 3,68 \quad K = 1,39 \quad n^2 = \frac{7140}{1,39 \times 1,47} = 3490$$

ce qui donne $n = 59$ spires. Si ce nombre de spires paraît trop fort, on admettra une capacité d'accord de 0,7 m μ F, alors :

$$Q = 3570 \quad \text{et} \quad n^2 = 1745$$

$$n = 41 \text{ spires.}$$

47. Réalisation matérielle. — Tous les types de carcasse sont bons pour supporter les fils. Quand on doit travailler avec des capacités très faibles il y a cependant avantage à avoir une carcasse légère avec laquelle le fil des spires ait des contacts peu étendus. Il vaut mieux construire un cadre en galette sur deux baguettes mises en croix que d'appliquer les fils sur toute leur longueur sur un cadre en bois complet ; dans ce dernier cas, on a dans la carcasse des pertes d'énergie qui peuvent être importantes pour les faibles capacités d'accord.

Le fil isolé n'offre aucun avantage, au contraire il vaut mieux employer du fil nu chaque fois que l'espacement des spires est assez grand pour qu'elles ne risquent pas de se toucher. Dans le cas où on doit les mettre très voisines on peut employer du fil sous une, ou mieux deux couches de coton. Le fil peut très bien porter sur le bois si le cadre est dans un endroit sec ; dans le cas contraire, on devra interposer une baguette d'ébonite ou de porcelaine, ou simplement une feuille de caoutchouc.

Il y a intérêt à employer du fil un peu gros, mais pour des raisons de prix et d'encombrement, il est inutile de dépasser un diamètre de 1 millimètre ; le fil divisé n'offre aucun intérêt.

Quand on veut travailler sur plusieurs longueurs d'onde très différentes, il est souvent avantageux de pouvoir prendre des nombres de spires différents. On ne doit pas se contenter de faire des prises le long du fil car les bouts morts jouent un rôle très nuisible ; pour la radiogoniométrie en particulier, ce procédé doit être complètement proscrit, car il empêche d'obtenir des extinctions nettes. Les différentes sections devront être entièrement séparées, aucun contact électrique ne devra exister entre elles. Le nombre de spires des sections non em-

ployées et séparées électriquement l'une de l'autre ne devra jamais être supérieur au nombre de spires en service. Si cette prescription n'était pas observée, les sections inutilisées pourraient osciller assez fortement sur l'onde reçue et dépenser une énergie qui serait perdue pour la réception.

Enfin, on doit prendre soin de connecter le cadre à son condensateur et à l'amplificateur avec des fils non cordés. De tels fils constituent un véritable condensateur dont la capacité peut atteindre plusieurs dixièmes de $m\mu F$ pour quelques décimètres de longueur et augmenter d'autant la résiduelle du condensateur. En outre, le champ électrique dans l'isolant qui sépare les fils joints est très fort et les pertes d'énergie peuvent y être considérables (3) ; on peut ainsi ajouter 20 à 30 ohms de résistance au circuit du cadre.

48. Compensation des cadres. — Quand un cadre est muni d'un système détecteur ou amplificateur, les choses ne sont pas aussi simples que nous l'avons exposé au numéro 42. Les appareils de réception produisent, en effet, une dissy-

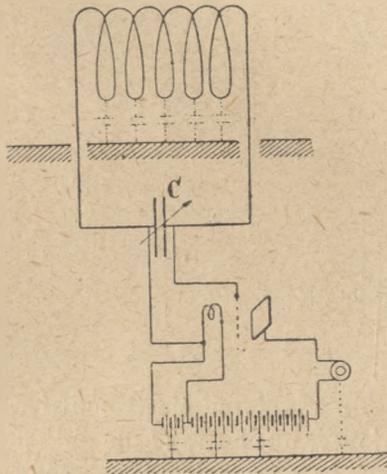


Fig. 28.

Dissymétrie d'un cadre muni des appareils de réception.

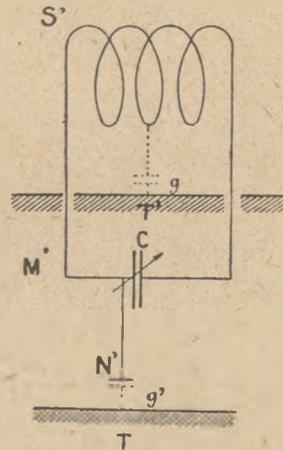


Fig. 29.

Schéma du cadre non composé.

métrie dans l'ensemble du système et donnent lieu à des forces électromotrices perturbatrices dont il faut tenir compte.

Le schéma d'un cadre avec sa réception peut être représenté par la figure 28 sur laquelle on a remplacé l'amplificateur par une seule triode. Pour étudier l'ensemble ainsi constitué, il faut tenir compte des capacités de ses différentes

parties par rapport à la terre. Celles-ci sont représentées en traits pointillés. Les capacités des spires de l'enroulement sont symétriques par rapport au milieu de cet enroulement, mais on remarquera que toutes les autres sont connectées à la même borne du condensateur d'accord C. L'autre borne, connectée à la grille de la triode, n'a, par rapport à la terre, qu'une capacité insignifiante ⁽¹⁾. On peut alors représenter le système oscillant par le schéma encore plus simple de la figure 29, qui montre bien nettement la dissymétrie.

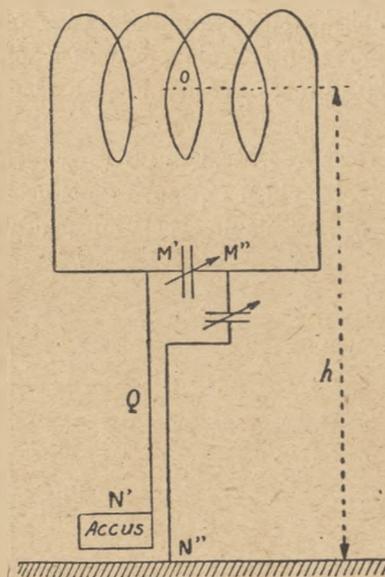


Fig. 30. — Cadre compensé.

En examinant cette figure on voit qu'à la force électromotrice agissant sur le cadre, étudiée au n° 38, il faut en ajouter une autre : celle qui est produite par le flux coupé par les fils N'C réunissant les accumulateurs au condensateur. A cause de l'existence de ces fils, le système se comporte à la fois comme un cadre et comme une antenne. Cet effet d'antenne, joint à la dissymétrie de l'ensemble produit les conséquences suivantes :

1° Il n'y a plus d'extinctions. Quelle que soit l'orientation donnée au cadre,

⁽¹⁾ La capacité des accumulateurs par rapport à la terre est généralement voisine de $0,05 \text{ m}\mu\text{F}$. Celle de la grille est 10 à 15 fois moindre.

le téléphone rend toujours un son si l'émission n'est pas trop faible. Les deux extinctions obtenues dans le cas théorique sont remplacées par deux minima de son, plus ou moins précis ;

2° Ces minima ne se trouvent pas à 180° l'un de l'autre. Si l'on appelle n_1 et n_2 les deux graduations correspondant à ces minima, n_1 et $(n_2 - 180^\circ)$ au lieu d'être égaux présentent entre eux un écart de quelques degrés (3 ou 4° au plus si aucune faute n'est introduite dans les montages) et qu'on appelle « écart à 180° ».

Il est facile de se rendre compte de ces phénomènes ; en effet, quand le cadre est orienté perpendiculairement à la direction de l'émission, la force électromotrice qui est induite dans ses spires est bien nulle mais il reste celle induite dans les fils N'C. On pourrait penser qu'en orientant un peu le cadre dans le voisinage du zéro théorique on pourrait retrouver une extinction, la force électromotrice dans la partie N'C pouvant être équilibrée par celle qui prend naissance dans les spires. Mais on reconnaîtra facilement qu'il ne peut pas en être ainsi car les forces électromotrices induites dans un cadre et dans une antenne sont en quadrature ; quand l'une est maxima, l'autre est nulle (n° 40). Elle ne peuvent donc jamais être opposées.

Le remède à ces défauts consiste évidemment à rétablir la symétrie détruite. On y arrive en connectant à la borne du condensateur qui est reliée à la grille — borne M'' de la figure 30 — un conducteur M''N'' coupé par une capacité variable qu'on appelle le compensateur. Les accumulateurs sont placés le plus près possible du sol, mais bien isolés de celui-ci et les conducteurs M''N'' et M' N' sont disposés à peu de distance les uns des autres.

Si l'on donne au compensateur une capacité égale à celle des accumulateurs par rapport au sol, on voit que tout redevient symétrique. Non seulement les éléments connectés aux deux bornes du cadre sont identiques, mais encore les forces électromotrices induites dans les fils N' M' et N' M'' par le balayage du flux sont égales et produisent sur le système des effets inverses qui se compensent. On trouve alors les extinctions prévues au n° 42 et l'écart à 180° disparaît généralement.

Il arrive pourtant parfois qu'il subsiste un léger écart à 180° ; la théorie montre qu'en procédant comme il est indiqué au n° 43 on trouve quand même l'azimut exact de la station observée.

S'il arrive qu'on ne puisse pas mettre les accumulateurs près du sol on peut les disposer au-dessus d'une plaque métallique P, mise au sol (fig. 31) et à laquelle on vient connecter la seconde borne du compensateur. Cette précaution n'est pas toujours indispensable.

Ajoutons qu'il est bon de prévoir une capacité maxima de 0,1 μF pour le compensateur.

49. Manœuvre du compensateur. — Le réglage du compensateur se fait au moment de l'observation ; on opère comme il suit : On commence par écouter l'émission à azimuter en accordant les circuits, puis on oriente le cadre de façon à trouver un minimum de son. Ce minimum obtenu on manœuvre le compensateur jusqu'à obtenir une extinction complète. Si l'émission est très forte, on peut être obligé de faire plusieurs approximations pour obtenir les extinctions en recherchant successivement des minima de plus en plus faibles par orientation du cadre et par manœuvre du compensateur. *On doit toujours — sauf dans les cas indiqués plus loin (67) — obtenir des zéros parfaits, sans diminuer l'amplification de la réception.*

Les compensateurs comportent généralement trois armatures fig. 32 : deux fixes P et Q, que l'on connecte aux deux bornes du condensateur d'accord C et une mobile R connectée à la terre. Cette disposition évite de rechercher quelle est la borne de C qui est connectée à la grille de la première triode, ce qui n'est pas toujours facile à première vue. En outre, nous verrons plus loin qu'il est parfois nécessaire, pour un usage particulier, de mettre de la capacité du côté opposé à la grille.

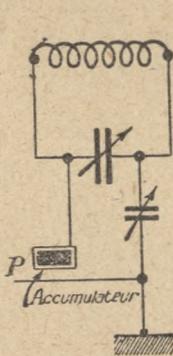


Fig. 31.

Cadre compensé.

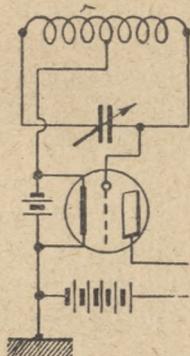


Fig. 32.

Disposition du compensateur.

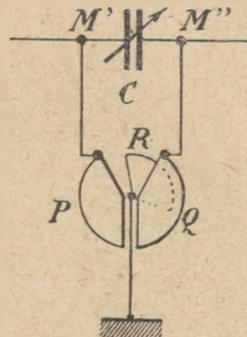


Fig. 33.

Montage sans compensation.

50. Montage sans compensation. — Avec le montage de la fig. 33 on peut supprimer la compensation. On connecte le filament de la première triode de l'amplificateur au milieu du cadre et sa grille à une des bornes du condensateur d'accord. On peut même mettre les accumulateurs à la terre.

Dans ce cas, on voit que la symétrie par rapport au milieu de l'enroulement est conservée si l'on néglige la faible capacité de la grille.

Ce procédé est très commode pour l'usage courant du radiogoniomètre. Il ne permet pas cependant de parfaire la compensation dans les cas où on veut se servir de ce procédé pour certaines études sur la nature du champ des émissions.

On pourrait croire que l'on perd en intensité de réception en ne prenant que la moitié de la différence de potentiel utilisable ; la différence de potentiel entre une borne du condensateur et le milieu de l'enroulement est en effet la moitié de celle qui existe entre les deux bornes du cadre. La pratique montre que les réceptions sont équivalentes avec les montages des figures 28 et 33.

On peut même aller plus loin dans le cas où on reçoit sur galène et connecter le circuit galène-téléphone sur deux ou trois spires seulement ; on obtient souvent ainsi une meilleure réception qu'en se branchant aux deux bornes du condensateur. La raison en est que la galène ayant une résistance relativement faible amortit beaucoup le circuit oscillant quand elle est branchée à ses bornes. Mais la galène ne peut être employée sur les cadres que dans des cas exceptionnels à cause de leur faible hauteur effective.

51. Radiogoniométrie des ondes entretenues. — La réception sur cadre des ondes entretenues peut se faire par tous les procédés connus : hétérodyne, autodyne, réaction..., mais la radiogoniométrie est très délicate avec les montages autodynes et à réaction. Les extinctions nettes sont, le plus souvent, difficiles à obtenir.

Il est plus commode d'utiliser une hétérodyne, qui doit être enfermée dans une cage de Faraday. Il faut, en effet, empêcher l'hétérodyne de rayonner dans le cadre lui-même, sans quoi son couplage avec l'ensemble de la réception varierait et l'intensité du son perçu dépendrait, non seulement de l'orientation du cadre par rapport à l'onde, mais aussi par rapport à l'hétérodyne ; on pourrait même avoir des extinctions parasites.

La cage doit naturellement contenir les piles ou accumulateurs de l'hétérodyne et le couplage avec les circuits de réception doit avoir lieu par une bobine appartenant à ces circuits et pénétrant dans la cage.

52. Suppression de l'incertitude de 180°. — Comme nous l'avons signalé au n° 43, il existe deux orientations du cadre pour lesquelles on trouve des extinctions et ces orientations sont à 180° l'une de l'autre. Le radiogoniomètre tels que nous l'avons décrit, laisse donc une incertitude sur la véritable direction

de la station azimutée; on peut savoir que cette station est à l'est ou à l'ouest par exemple, mais il est impossible de choisir entre les deux.

Pour supprimer cette incertitude on utilise le couplage du cadre avec une antenne. On appelle alors souvent cette dernière « antenne ouverte » par opposition avec le cadre qui est une « antenne fermée ». Nous examinerons deux procédés; il en existe d'autres qui sont tous basés sur les mêmes principes.

a) *Antenne ouverte séparée.* On monte une antenne constituée, par exemple, par deux petits prismes BB' (fig. 34) symétriques par rapport au cadre A, situés à une hauteur de 2 à 5 mètres au-dessus du sol et longs chacun de 2 à 5 mètres également. Cette antenne est connectée à la terre à travers une inductance variable S par l'intermédiaire d'un inverseur I qui permet d'y inverser le sens du courant. Cette inductance est couplée au cadre au moyen de deux boucles E placées sur les fils de descente.

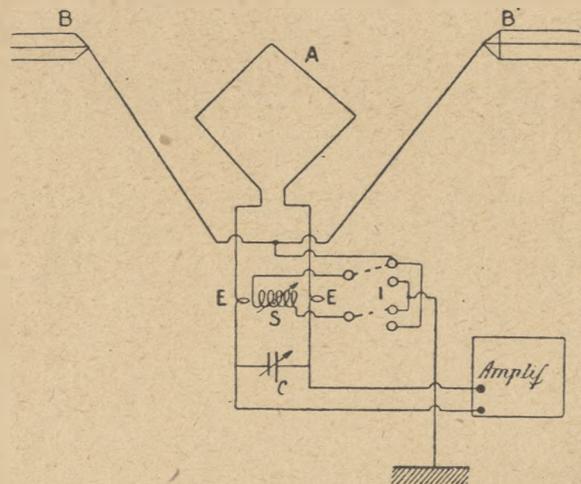


Fig. 34.

Emploi d'une antenne auxiliaire pour supprimer l'incertitude de 180°.

Le cadre est le siège d'une force électromotrice E provenant de l'onde qui passe et calculée au n° 38. L'antenne est également le siège d'une force électromotrice calculée au n° 39, et l'on a vu que ces deux forces électromotrices sont en quadrature, c'est-à-dire que l'une est nulle quand l'autre est maxima. Quand l'antenne sera accordée, le courant qui y circulera sera en phase avec la force électromotrice qui le produit, c'est-à-dire qu'il sera nul et maximum en même temps que cette f. e. m. Grâce au couplage existant entre l'inductance S

et les boucles E, ce courant induit une f. e. m. E_A dans le cadre. Or, on sait que les f. e. m. d'induction dépendent de la vitesse de variation du flux magnétique qui leur donne naissance (82¹); la f. e. m. E_A sera donc nulle quand le courant dans l'antenne passera par son maximum, elle sera maxima quand le courant sera nul. E_A sera donc en phase ou en opposition avec E_0 et la force électromotrice totale induite dans le cadre sera

$$E_T = E_0 \pm E_A.$$

On pourra passer du signe + au signe - en renversant l'inverseur I qui change le sens dans lequel le courant d'antenne parcourt l'inductance S.

E_A est complètement indépendant de l'orientation du cadre, mais E_0 varie avec cette orientation, son maximum ayant lieu quand le cadre est dirigé vers l'émetteur.

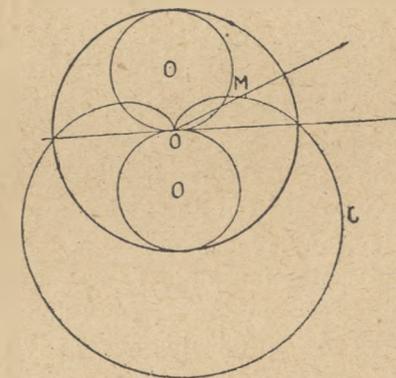


Fig. 35. — Diagramme de la force électromotrice produite dans un cadre couplé avec une antenne.

Sur la figure 35 on suppose le cadre en O et l'émetteur en E; OM est la normale au plan du cadre à un moment donné. Dans ces conditions, les variations de E_0 sont représentées par les deux cercles o' et o'' , comme sur la figure 24; la f. e. m. E_0 correspondant à la position OM de la normale au cadre est représentée par la portion de OM comprise à l'intérieur de l'un ou l'autre de ces cercles.

Supposons, comme on le fait dans la pratique, qu'on ait déterminé l'antenne et son couplage avec le cadre de telle façon que le maximum de E_0 soit égal à E_A ; la f. e. m. constante E_A sera représentée par le cercle de centre O tangent à O' et O'' . La combinaison de E_0 et de E_A , c'est-à-dire E_T , sera repré-

sentée par la courbe C. Le f. e. m. totale induite sur le cadre pour une position donnée de OM. sera la portion de OM comprise à l'intérieur de C. On voit sur la figure que E_r ne s'annulera que pour une seule position du cadre. Dans le cas de la figure cette position sera celle pour laquelle OM sera perpendiculaire à OE et dirigé vers le haut ; pour une émission située à l'opposé de OE, vers la gauche, la position d'extinction correspondrait à celle pour laquelle OM serait encore perpendiculaire à OE, mais dirigé vers le bas.

On a donc le moyen de distinguer deux émissions situées à 180° l'une de l'autre et, par conséquent, de supprimer l'incertitude dont nous parlions.

On pourrait penser que pour trouver le véritable azimuth d'une station, il suffit de combiner ainsi un cadre et une antenne et d'orienter le cadre pour trouver l'extinction unique. Cette méthode serait peu précise, car si les minima d'un cadre seul sont très nets, en ce sens que l'intensité du son varie très vite dans le voisinage de l'extinction, il n'en est plus ainsi pour le cas d'un cadre couplé avec une antenne ; sur une vingtaine de degrés autour de la position d'extinction, le son varie très peu.

Pratiquement, on commence par travailler avec le cadre seul en coupant l'antenne et la terre de l'inductance S, au moyen de l'inverseur I placé sur des plots morts ; on trouve alors deux azimuths possibles, 18° et 198° par exemple. Ensuite on amène le cadre à sa position de réception maxima et l'on met l'antenne en service sur l'un des couples de plots de la figure 34, puis sur l'autre. Dans un cas on obtient une extinction, dans l'autre un renforcement ; il suffit de repérer à l'avance, et une fois pour toutes, ces deux couples de plots pour déduire le choix à faire entre 18° et 198° du couple sur lequel l'extinction s'est produite. L'opération est très rapide.

Plusieurs combinaisons peuvent être employées, toujours basées sur le principe précédent. Une variante consiste à remplacer l'antenne par le cadre lui-même que l'on connecte à l'inductance M par son milieu ; mais ce procédé ne réussit bien qu'avec de grands cadres de 3 à 4 mètres.

M. Lyot a obtenu d'excellents résultats en utilisant le cadre comme antenne, mais il emploie une disposition différente de la précédente. Il introduit l'inductance variable 1 (fig. 35 bis) entre la terre et une des bornes du condensateur et il accorde cette inductance de façon à mettre en résonance le circuit ainsi constitué. Le couplage entre l'inductance S et les boucles E du cas précédent (fig. 35) est alors remplacé par celui qui provient du fait que les spires du cadre appartiennent à la fois au circuit du cadre lui-même et à celui de l'antenne ouverte.

L'utilisation de ce système est identique à celle du précédent.

c) M. Bellini a tout récemment indiqué un autre montage très intéressant qui n'exige pas d'antenne supplémentaire. Il est représenté par le schéma de la figure 36. Le condensateur d'accord est remplacé par deux condensateurs variables en série C dont les capacités restent toujours égales entre elles ; C est un petit condensateur de 0,15 m μ F ; le milieu du cadre est connecté à la terre à travers une résistance. Enfin l'amplificateur est connecté entre la terre et une borne du cadre, la grille de la première lampe étant à cette dernière borne.

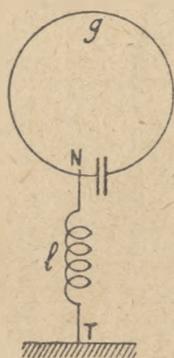


Fig. 35 bis. — Suppression de l'incertitude de 180°. Procédé Lyot.

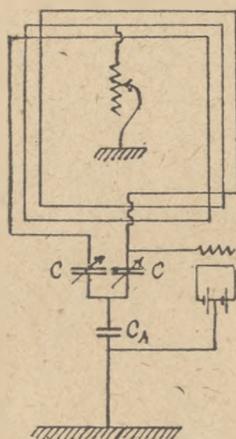


Fig. 36. — Suppression de l'incertitude de 180°. Procédé Bellini.

Ici, c'est le cadre lui-même qui joue l'effet d'antenne ouverte. Les oscillations en antenne ouverte font varier la différence de potentiel aux bornes des condensateurs C_A et C et celles du cadre font varier la différence de potentiel aux bornes de C. L'amplificateur recueille la combinaison de ces variations. La résistance connectée entre le milieu du cadre et la terre sert à graduer l'effet d'antenne ouverte.

Avec un simple cadre, l'intensité de réception pour les différentes orientations du cadre est grossièrement représentée par les courbes de gauche de la figure 37, qui correspondent aux cercles O' et O'' de la figure 35. Avec les connexions supplémentaires introduites par M. Bellini, l'intensité de réception aux différentes orientations est représentée par la courbe de droite de la même figure 37. Cette dissymétrie permet encore de supprimer l'incertitude.

53. Précision des observations. — Avec un radiogoniomètre bien compensé on peut facilement faire les lectures sur le cercle gradué à un degré près et même à un ou deux dixièmes de degré près quand l'émission est assez forte. Les azimuts

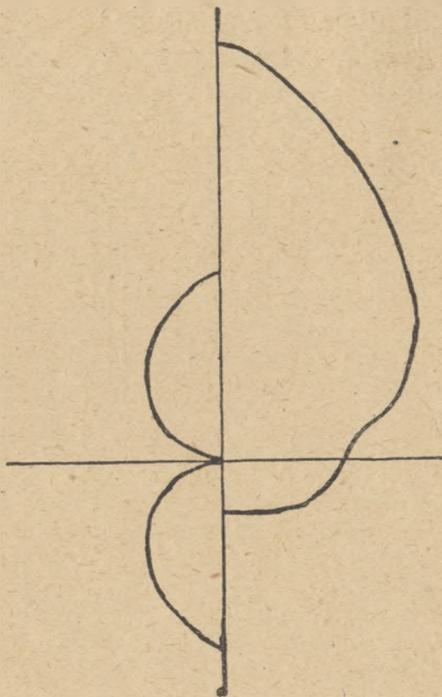


Fig. 37.

obtenus sont, le plus souvent, exacts à 2 ou 3 degrés près si l'on laisse de côté les anomalies dont nous parlerons plus loin.

II. — RADIOGONIOMÈTRES A GRANDS CADRES ET A ANTENNES DIRIGÉES

54. Grands cadres. — Avant l'invention des amplificateurs, il était impossible d'utiliser les petits cadres dont nous venons de parler. On employait alors un système composé de deux grands cadres fixes agissant sur un secondaire

mobile. Ces cadres sont encore utilisés parfois en Angleterre, mais il n'en existe plus en France ; nous n'en parlerons que très sommairement.

Deux grands cadres verticaux, de 20 à 25 mètres de côté, sont placés perpendiculairement l'un à l'autre avec leur axe vertical commun ; supposons qu'ils soient orientés nord-sud et est-ouest ; sur la figure 38 nous avons figuré seulement les aboutissements, N, E, S et O de leurs côtés inférieurs projetés sur le sol. Ils aboutissent séparément à deux bobines fixes aa' et bb' placées également en croix. Dans l'intervalle libre au milieu de ces bobines une troisième bobine cc' , connectée à un condensateur variable C forme avec celui-ci un circuit oscillant. Cette bobine peut tourner autour d'un axe vertical projeté en o et elle

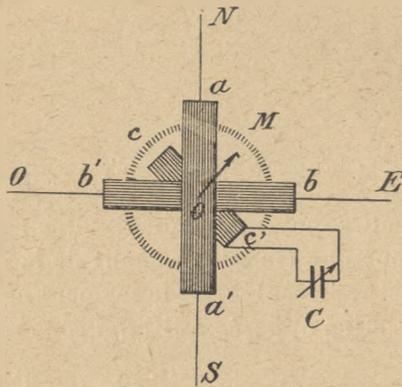


Fig. 38. — Radiogoniomètre à deux cadres.

Bobine de réception ; la bobine C tourne autour de l'axe O, à l'intérieur de a et b .

porte un index oM qui se déplace en face d'un cercle gradué. Quand une onde passe, elle induit des courants dans les cadres et, par conséquent, aussi dans les bobines aa' et bb' en série avec eux. Ces courants produisent à leur tour un champ magnétique à leur intérieur et l'on montre que ce champ reproduit celui de l'onde en plus fort, mais avec la même direction. La petite bobine cc' joue alors dans ce champ amplifié le même rôle que les petits cadres uniques dans le champ direct de l'onde. En la faisant tourner on obtient encore deux extinctions aux moments où le plan de ses spires est perpendiculaire à la direction de l'émetteur. On utilise alors l'appareil exactement comme un petit cadre.

Ces systèmes ont une hauteur effective (41), environ 10 fois plus grande que les petits cadres du paragraphe précédent.

55. Antennes dirigées. — Quand une antenne en L renversé (fig. 39) a une partie horizontale BC beaucoup plus grande que sa partie verticale AB l'intensité de la réception varie avec la direction d'où vient l'émission. Cet effet est d'autant plus sensible que la terre est moins bonne conductrice dans le voisinage ; sur la mer il est sensiblement nul.

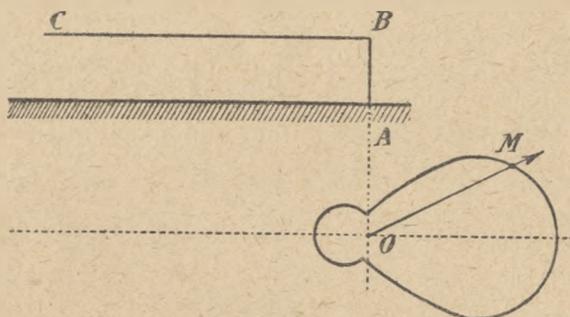


Fig. 39. — Diagramme de réception d'une antenne dirigée.

Sur une terre de qualité moyenne le diagramme de réception est celui dessiné sur la figure 39. Pour une émission venant de la direction oM , la f. e. m. induite dans l'antenne est représentée par le segment oM . Ce sont donc les émissions situées dans la direction opposée à BC qui sont reçues le plus fort.

56. Radiogoniomètres à antennes dirigées. — On installe plusieurs antennes rayonnantes analogues à celle du numéro précédent, et également espa-

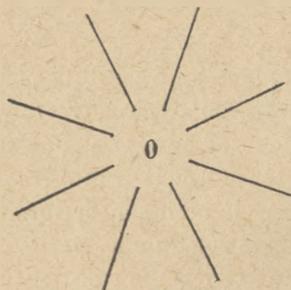


Fig. 40. — Radiogoniomètre à antennes dirigées.

cées. Elles sont représentées projetées sur le sol sur la figure 40. Un commutateur comportant autant de plots que d'antennes permet de les mettre successivement à la terre à travers une boîte de réception. On écoute alors l'émission

en manœuvrant le commutateur jusqu'au moment où on a trouvé l'antenne dont la réception est la plus forte. Le poste écouté est alors dans la direction opposée à celle de la partie horizontale de cette antenne ou dans une direction voisine.

On emploie, en général, huit antennes et la précision peut atteindre une dizaine de degrés avec un observateur exercé. Ces systèmes ne sont plus utilisés ; ils avaient pour eux l'avantage d'une réception plus intense, avant l'emploi des amplificateurs.

III. — RADIOGONIOMÉTRIE DES NAVIRES ET DES AÉRONEFS

57. Différentes solutions de la question. — La radiogoniométrie est particulièrement précieuse pour permettre aux navires de déterminer leur position dans la brume, ou de se rejoindre à la mer.

La question peut recevoir deux solutions : ou bien les radiogoniomètres sont à terre et après avoir relevé les signaux que leur adresse le navire, ils lui envoient son azimut ; ou bien la réception dirigée est à bord et le navire peut obtenir immédiatement lui-même le gisement de tout poste entendu.

La première solution a l'avantage de mettre les appareils de relèvement entre les mains d'un personnel spécialisé. En revanche, ce procédé n'est pas discret et il diminue singulièrement le nombre de renseignements que le navire peut obtenir sur sa position ; il entraîne en outre des retards souvent préjudiciables. D'autre part, il est désirable que l'instrument d'observation se trouve entre les mains de celui qui utilisera les azimuts de façon qu'il puisse les contrôler et fixer le degré de confiance à leur accorder. Enfin, comme la radiogoniométrie sert surtout aux navires pour les atterrissages, les appareils n'ont pas besoin d'une grande portée (200 à 300 kilomètres) et des cadres très petits (60 à 80 centimètres), peuvent être logés facilement à bord.

58. Déviations produites par le navire. — L'expérience montre que le navire produit sur le gisement d'une émission une déviation quadrantale représentée par la courbe de la figure 41 où on a porté en abscisses sur l'axe og le gisement g par rapport à l'axe du navire (fig. 42) compté depuis l'avant vers tribord, et en ordonnées les déviations d .

Ces déviations ont toujours pour effet de rapprocher la direction observée de la direction de l'axe du navire ; elles sont nulles pour des émissions dans l'axe ou par le travers. Elles sont indépendantes de la longueur d'onde quand

cette longueur dépasse 6 à 800 mètres ; pour les longueurs plus petites elles augmentent beaucoup et les observations sont souvent incertaines.

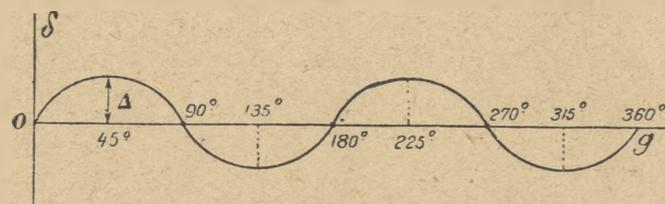


Fig. 42. — Sens de la déviation produite par le navire.

La déviation maxima Δ , correspondant à un gisement de 45° est d'autant plus grande que le navire est plus grand et le radiogoniomètre plus près du pont. Pour des chalutiers de 30 à 40 mètres de long elle atteint seulement 2_4 à 3° , mais pour les grands navires, elle peut aller jusqu'à 10 ou 15° .

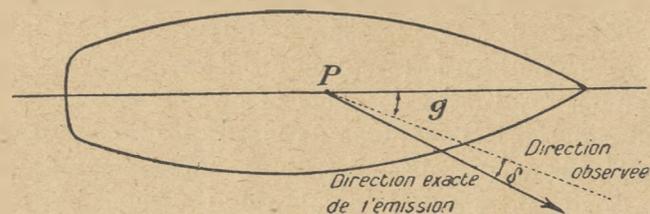


Fig. 41. — Courbe des déviations produites par le navire sur les azimuts qu'il observe.

Cette déviation n'est pas due aux mâts, ni au gréement du navire, mais à la coque même. Les déviations sont bien constantes quand le radiogoniomètre a été bien installé et, après qu'on a corrigé les observations prises, les résultats sont aussi bons que ceux que l'on obtient à terre.

59. Choix de l'emplacement à bord. — Le radiogoniomètre ne peut pas être placé en n'importe quel point du navire ; en certaines régions les résultats obtenus sont mauvais et même inutilisables ; des déviations importantes s'ajoutent aux déviations régulières dont nous avons parlé plus haut, les extinctions disparaissent et il peut devenir impossible de les faire réapparaître par compensation.

L'expérience montre que ce sont surtout les masses métalliques de grandes dimensions qui produisent ces effets perturbateurs, comme les cheminées, les

passerelles voisines que le cadre ne domine pas ; sur les navires de guerre, les tourelles et les grandes manches à vent sont également une cause de mauvais fonctionnement quand elles sont trop proches du radiogoniomètre. Les mâts métalliques peuvent aussi donner lieu à des troubles, mais comme leur diamètre est, en général, assez faible, ils sont moins à craindre que les cheminées. Le gréement métallique ne produit aucun effet sensible, sauf dans des conditions exceptionnelles.

Sur les navires de commerce, dont le pont est bien dégagé, le cadre peut s'installer dans la partie centrale pourvu qu'il se trouve à 10 ou 15 mètres des cheminées ; il peut, en général, être placé sur la passerelle même, ce qui est très commode pour la navigation. Mais sur les navires de guerre, il est le plus souvent impossible de trouver une région favorable dans la partie milieu du navire et l'on se trouve obligée de reporter les appareils sur l'arrière, dans la partie dégagée qu'on nomme la plage.

Dans presque tous les cas, il est indispensable pour prendre un azimut que l'antenne du bord ne soit pas accordée sur l'onde à azimuter ; l'antenne excitée par l'onde qu'elle reçoit rayonne en effet un champ perturbateur qui fausse les observations. Le plus sûr est de couper complètement l'antenne pendant les mesures et chaque fois que l'on aura obtenu un résultat anormal, on devra s'assurer qu'elle était bien isolée pendant l'opération. Cette coupure devra se faire à l'entrée de poste et avant les appareils de réception ou d'émission, et non pas entre ces derniers et la terre.

60. Radiogoniométrie des aéronefs. — La radiogoniométrie est aussi d'un grand secours pour les aéronefs ; mais les difficultés d'installation à bord augmentent en raison du peu de place disponible et aussi à cause du bruit des moteurs et des perturbations apportées par les magnétos de ces derniers ; c'est surtout sur les avions que ces difficultés existent mais elles sont déjà très atténuées et l'on peut prévoir que dans un avenir prochain elles seront complètement vaincues.

Des déviations locales existent aussi sur les aéronefs ; elles ont la même forme quadrantale que sur les navires.

Signalons enfin une difficulté qui se produit dans les observations des avions faites de terre. En raison de la vitesse de ces derniers leur antenne a sur la verticale une forte inclinaison et il en résulte qu'en général le champ électrique qui parvient au radiogoniomètre n'est plus vertical, le champ magnétique n'est plus ni horizontal, ni perpendiculaire à la direction de l'antenne. Dans ces conditions les extinctions ne se produisent pas au moment où le cadre

est perpendiculaire à la direction de l'avion et les observations sont erronées. Les déviations sont d'autant plus grandes que l'antenne de l'avion est plus inclinée et que ce dernier est plus haut au-dessus de l'horizon ; elles dépendent aussi de la direction du vol par rapport à la ligne joignant l'observateur à l'avion. Quand cette direction est perpendiculaire à la ligne avion-observateur la déviation est maxima ; elle est nulle au contraire quand l'avion vole vers l'observateur ou dans le sens opposé.

Aux courtes distances la déviation peut atteindre 40 à 50° dans des conditions normales, mais quand l'avion s'éloigne, sa hauteur au-dessus de l'horizon domine et la déviation tombe à quelques degrés. On remarquera que l'avion peut toujours obtenir un azimut exact, il lui suffit, après avoir reçu un premier relèvement, de modifier sa route de façon à voler dans une direction voisine de la ligne le joignant à l'observateur.

CHAPITRE IV

PROPAGATION DES ONDES. MESURES DE RAYONNEMENT

I. — PROPAGATION EN INTENSITÉ

61. Grandes portées des émissions radiotélégraphiques. — On sait que la lumière se propage en ligne droite; l'expérience montre aussi qu'elle contourne quelque peu les obstacles; cependant ce dernier effet est peu important, puisque la lumière du soleil elle-même est incapable de contourner la terre et qu'elle en laisse dans l'obscurité un hémisphère presque entier.

Lors des premiers succès de la radiotélégraphie à grande distance, on s'est demandé comment les ondes hertziennes, de même nature que les ondes lumineuses, pouvaient suivre la courbure de la terre. La théorie montre que la faculté de contourner les obstacles est d'autant plus grande que les ondes sont plus longues, mais des calculs très complets ont montré que cette faculté était impuissante à expliquer les grandes portées observées, même pour les plus grandes ondes.

On ne connaît pas encore la raison certaine des grandes portées, mais beaucoup de considérations portent à croire que dans les hautes couches de l'atmosphère, à une hauteur de 100 kilomètres environ, les gaz qui la constituent sont ionisés et assez conducteurs pour agir comme une sorte de miroir qui empêcherait les ondes de sortir du domaine de la terre et les rabattrait vers celle-ci. Les ondes se déplaceraient donc entre deux couches conductrices concentriques, formées d'une part, par la couche de la haute atmosphère et d'autre part, par la terre. On donne parfois à cette couche conductrice le nom de « couche d'Heaviside ». Il n'est pas non plus impossible que la couche

d'air qui entoure la terre aide aussi à ce rabattement des ondes par un processus analogue à celui qui produit la réfraction des rayons lumineux.

62. Champ électrique d'une émission. — Pour pouvoir parler avec quelque précision de l'intensité de la réception d'une émission, il faut avoir recours à la mesure du champ qu'elle produit. On utilise en général, le champ électrique, que l'on exprime en microvolts par mètre; sous une forme concrète, cette quantité représente la force électromotrice induite par l'onde dans une antenne verticale par mètre de hauteur, on la représente, en général, par la notation $E \frac{\mu V}{m}$. Quand on connaît cette quantité, il est facile de calculer le courant produit par l'onde dans une antenne accordée de hauteur effective h et de résistance r . La force électromotrice totale est, en effet $h\varepsilon$ (41) et l'on a :

$$i = \frac{h\varepsilon}{r}.$$

Voici quelques valeurs numériques qui fixeront sur les valeurs habituelles de ε .

Les grandes stations faisant le trafic entre l'Europe et l'Amérique produisent à la réception des champs ε de 20 à 150 $\frac{\mu V}{m}$. Cette dernière valeur correspond à une très bonne réception normale. La station de Bordeaux qui émet avec 480 ampères dans une antenne dont la hauteur de rayonnement est de 170 mètres, produit à Paris, en hiver, un champ de 4 à 5000 $\frac{\mu V}{m}$ sur l'onde de 19000 mètres; elle donnait lieu à un champ de 2500 $\frac{\mu V}{m}$ environ sur l'onde de 23400 mètres qu'elle employait au début.

63. Irrégularités du champ. — La figure 43 donne des valeurs observées journellement pendant un trimestre. Les figures 44 et 45 fournissent des moyennes mensuelles pendant une année entière.

a) On remarquera tout d'abord les variations considérables qui peuvent exister d'un jour à l'autre. Il n'est pas très rare de voir le champ électrique varier dans le rapport de 1 à 4 et l'on peut même observer des écarts beaucoup plus considérables. Il semble cependant que les variations sont plus importantes à des distances relativement courtes, car celles des mesures faites à Washington sur Bordeaux et à Meudon sur des postes américains, sont, en

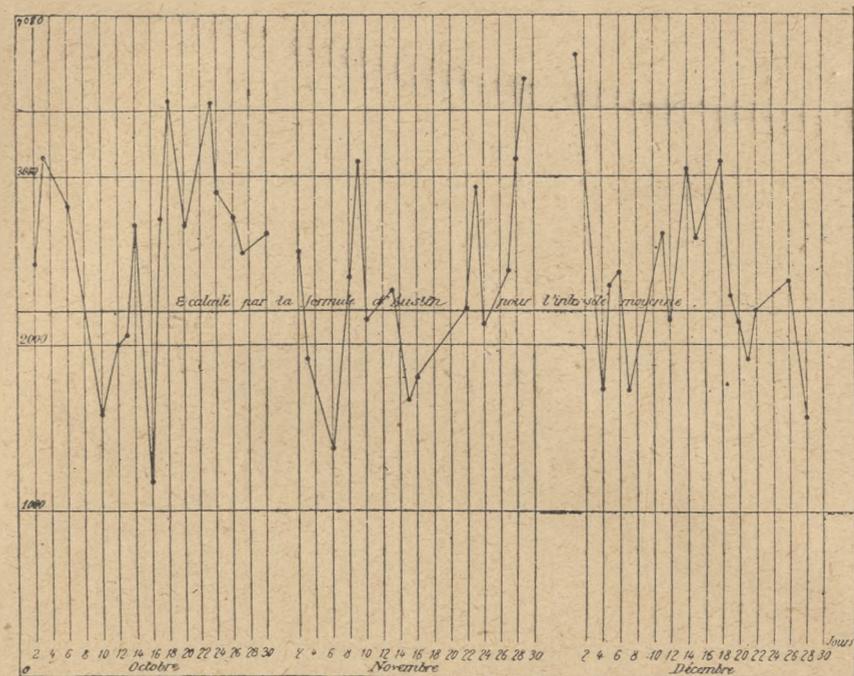


Fig. 43. — Observations journalières de la force électromotrice ε , en microvolts par mètre, produite à Meudon par le poste Lafayette (LY), en octobre, novembre, décembre 1922.
Intensité moyenne = 480° A. $\Lambda = 23\ 400$ m.

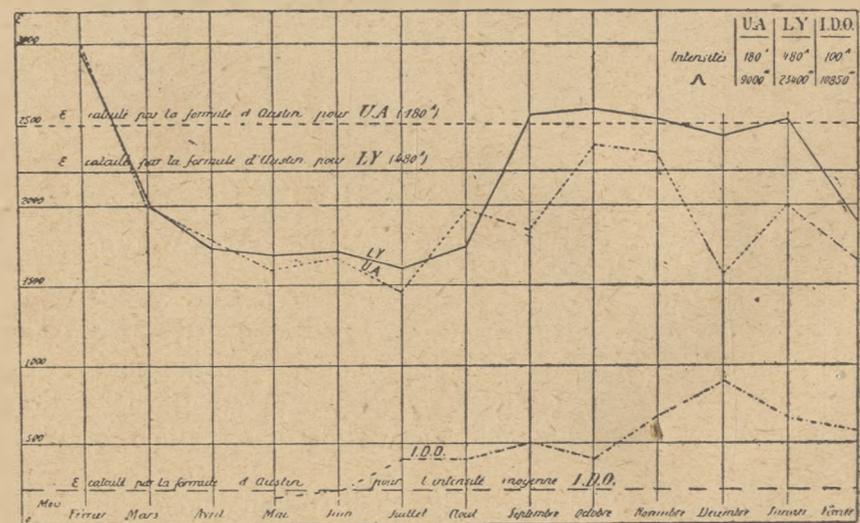


Fig. 44. — Moyennes mensuelles de force électromotrice ε , en microvolts par mètre, produite à Meudon par les postes Lafayette (LY), Nantes (UA) et Rome (IDO). Année 1922.

général, moins grandes que celles observées à Meudon pour les postes européens.

b) Les figures 44 et 45 font ressortir un effet saisonnier très net, le champ étant plus faible en été qu'en hiver, sur la plupart des courbes tracées. Il existe

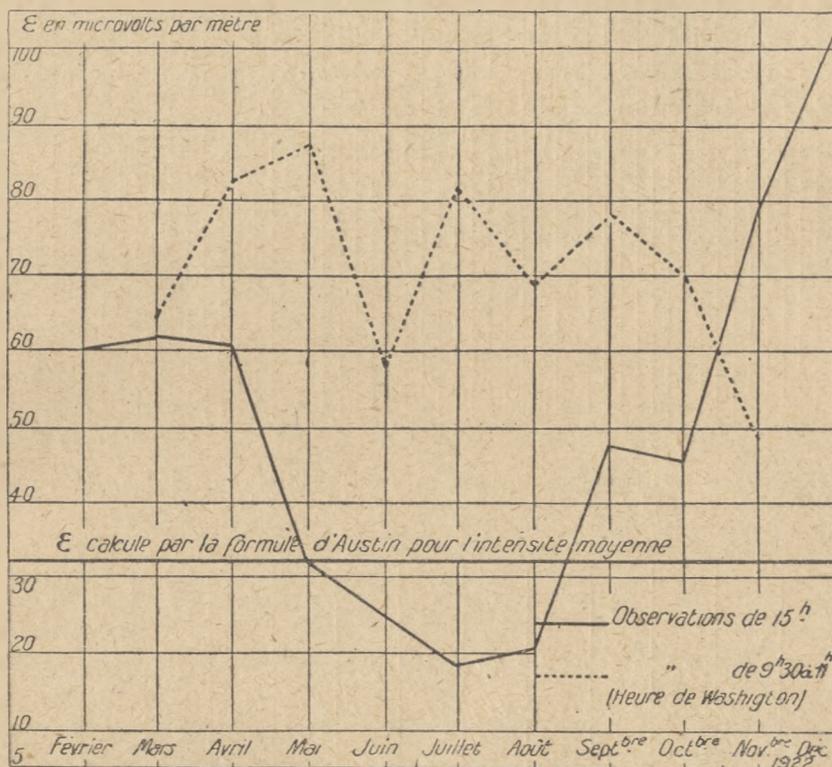


Fig. 45. — Moyennes mensuelles de la force électromotrice produite à Washington par la station de Bordeaux pendant l'année 1922.

d'assez nombreuses observations, provenant de sources diverses, et donnant lieu à des conclusions du même genre ; cependant il est bon de faire des réserves, car on constate sur la figure 45 que les observations de 15 heures donnent un diagramme presque opposé à celui des observations de 9 heures à 11 heures.

c) D'une façon générale, la réception d'une station donnée est plus intense la nuit que le jour. Cet effet est très net sur les ondes courtes ; il devient considérable sur les ondes de l'ordre de 100 mètres. On sait que des communications

avec l'Amérique peuvent être réalisées de nuit sur des ondes de 100 à 300 mètres avec des puissances de quelques centaines de watts seulement, et la réception de ces ondes est souvent extrêmement forte.

64. Phénomènes d'évanouissement. — Il existe de nuit un phénomène extrêmement remarquable sur les ondes courtes ; ce phénomène que l'on dé-

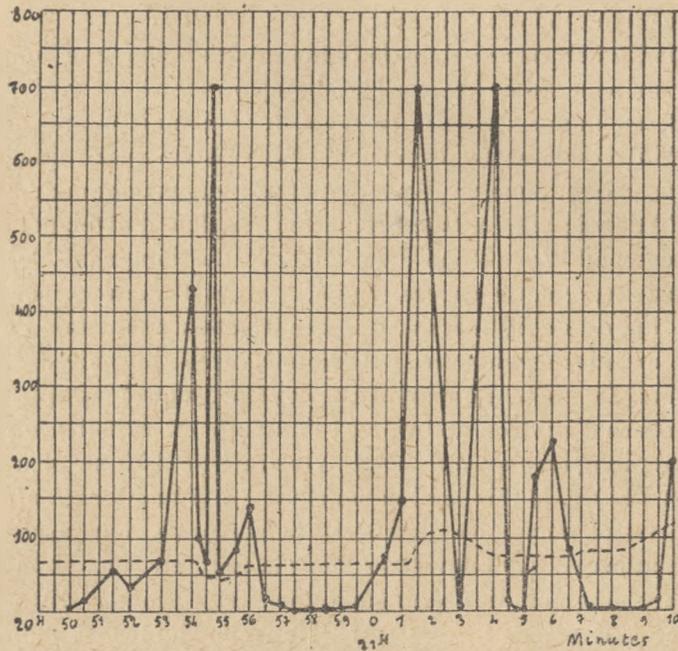


Fig. 46. — Phénomène d'évanouissement des émissions sur ondes courtes, la nuit.

signe sous le nom d'évanouissement (les Anglais disent « fading »), consiste dans la disparition soudaine et momentanée des émissions de courte longueur d'onde. Ces disparitions sont d'ailleurs généralement accompagnées de renforcements aussi instantanés et très importants. La figure 46, empruntée à une étude de M. Lardry, reproduit un diagramme qui donne une idée très nette du phénomène. En abscisses on a porté les heures et minutes et en ordonnées les audibilités mesurées au téléphone shunté. Le trait plein correspond à l'écoute de l'émission téléphonique des P. T. T., le trait pointillé à celle d'un poste travaillant en amortie, à peu près sur la même longueur d'onde (450 mètres).

Tous ces phénomènes sont encore très mal expliqués, leur irrégularité en rend l'étude difficile.

64 bis. — Propagation des ondes courtes. Les ondes courtes — comprises entre 15 et 150 mètres par exemple — se comportent très différemment des ondes plus longues ⁽¹⁾. Il n'est pas encore possible de donner des renseignements précis sur leur propagation, mais on doit signaler leur inimaginable diffusion à la surface du globe pendant la nuit.

Tant que l'on se trouve dans le domaine des ondes plus longues que 5 ou 600 mètres, on peut admettre que le champ rayonné est régi par la formule d'Austin (73) au moins dans les grandes lignes ; mais quand on descend au-dessous de 200 mètres cette formule n'a plus aucun sens ; quelques dixièmes d'ampère dans une antenne de 10 ou 15 mètres peuvent donner des signaux forts au delà de l'Atlantique et même permettent parfois d'atteindre les antipodes.

Si l'on descend d'avantage dans l'échelle des longueurs, les résultats deviennent plus surprenants encore. Voici, à titre d'exemple, ceux qui ont été observés sur l'onde de 50 mètres, qui depuis deux ans a fait l'objet d'études méthodiques dans les services de la Radiotélégraphie militaire, sous la direction de M. Lecroart. Le poste d'émission employé est monté sur une camionnette ; il a une puissance d'environ 180 watts ; l'antenne est constituée par une nappe de 4 mètres de longueur avec descente verticale de 2,75 m. et un contrepoids. Pendant tout l'hiver, le fait le plus constant a été une excellente réception de jour aux courtes et moyennes distances ; la portée de jour paraissait atteindre une limite d'environ 3 000 kilomètres. Mais la nuit, en même temps que l'intensité des signaux augmentait considérablement aux grandes distances, au point que ceux-ci étaient perçus fortement en Nouvelle-Guinée, au Japon et en Indochine, elle diminuait aux courtes distances où l'émission s'affaiblissait considérablement dans un rayon de quelques centaines de kilomètres.

Cet affaiblissement de nuit semble apparaître d'autant plus tôt que le récepteur est plus rapproché ; dans les mêmes conditions, il semble aussi plus profond, A 150 ou 200 kil., il y a extinction absolue ; à 450 kilomètres, le poste reste le plus souvent perceptible une grande partie de la nuit pour un récepteur très sensible. A partir du mois de janvier, ces résultats évoluent lentement aux courtes distances ; un minimum de plus en plus marqué se produit au milieu

(1) Il n'y a pas évidemment de solution de continuité entre les ondes courtes et longues et celles de 200 à 300 mètres présentent des caractères analogues à ceux des ondes plus courtes dont nous parlons ici.

du jour, encadré de deux maxima, l'un après le lever du soleil, l'autre après son coucher ; les extinctions qui, auparavant étaient brutales, deviennent progressives et en été ne sont complètes que plusieurs heures après le coucher du soleil.

D'autres expériences, non moins intéressantes, ont été effectuées plus récemment par MM. Colmant et Beauvais, sur des ondes variant entre 20 et 100 mètres. Elles ont donné des résultats du même genre, faisant ressortir sur toutes les petites ondes cette zone de silence qui s'étend sur les courtes distances; ils ont constaté une grande régularité dans les phénomènes observés.

Un fait des plus importants est l'accroissement de la portée diurne des ondes courtes quand leur longueur diminue. Des ondes de 20 mètres de longueur peuvent traverser l'Atlantique en plein jour ⁽¹⁾.

Ces très intéressantes propriétés des ondes courtes les ont placées depuis deux ans au premier plan des questions à l'étude. De toute part on établit des émetteurs dont les puissances atteignent parfois une vingtaine de kilowatts et plusieurs services commerciaux les utilisent actuellement, quand une sécurité absolue des communications n'est pas indispensable. Ces ondes ne tarderont sans doute pas à détrôner les grands postes actuels, mais il faut cependant faire des réserves à ce sujet car on ne connaît pas encore assez bien tous leurs caprices pour pouvoir leur confier des services dont la régularité est une condition primordiale.

II. — PROPAGATION EN DIRECTION

65. Déviations des ondes. — Les anomalies du rayonnement ne se rencontrent pas seulement dans l'intensité du champ ; on les retrouve dans la direction de propagation, mais avec des caractères généraux un peu différents.

Sur une terre parfaitement régulière et avec une atmosphère homogène, le front de l'onde provenant d'une station serait normal en tout point à l'arc de grand cercle joignant ce point à la station. En laissant de côté certains cas où les déformations de la terre produisent des déviations évidentes, on trouve bien de jour des directions conformes à cette règle ; les écarts ne dépassent guère 1 à 2°.

(1) En particulier, MM. Louis à Orléans et Shnell aux États-Unis ont communiqué avec 100 watts alimentation au mois d'avril à 18 heures T. M. G., soit 13 heures en Amérique.

Mais la nuit toute régularité disparaît, des déviations importantes, parfois considérables, se produisent ; tantôt elles conservent une valeur à peu près constante pendant une heure ou plus, d'autres fois, elles varient dans des limites très étendues en quelques minutes. A ce point de vue l'un des cas les plus curieux que nous connaissons est celui auquel a trait la figure 47 ; il a été observé à Salonique, en 1917 par le capitaine Brossier.

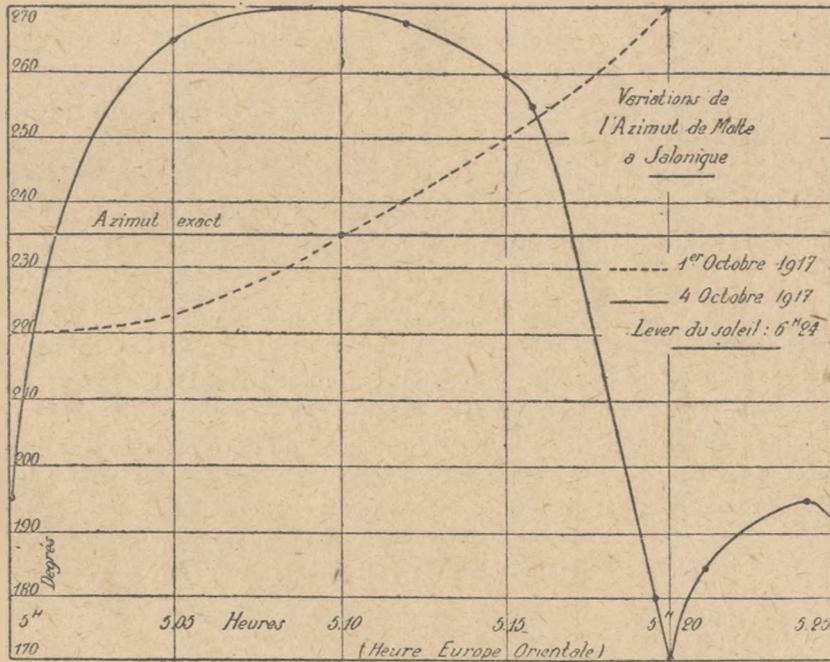


Fig. 47.

Pour examiner la question de plus près, il y a lieu de distinguer entre les ondes courtes (de 500 à 1000 mètres environ) et les ondes longues de plusieurs milliers de mètres, sans qu'il soit possible d'ailleurs de fixer une limite de séparation, faute d'observations assez nombreuses sur les ondes moyennes.

66. Ondes longues. — De nombreuses observations ont été faites de divers côtés.

En France, les mesures effectuées ont porté sur des ondes de 8000 à 25000 mètres émanant soit de postes européens (Nantes, Lyon, Bordeaux,

Eilwese, Rome), soit de postes américains (Annapolis, Mario, Rocky-Point) ; elles ont conduit aux conséquences suivantes :

En général, les stations européennes donnent lieu à des déviations qui, presque chaque nuit, atteignent les valeurs de 15° , mais peuvent aller beaucoup plus loin ; on a observé des écarts de 90° . Les plus grandes déviations se produisent de préférence peu après le coucher du soleil, quelquefois peu avant son lever. Ces déviations conservent souvent un signe prédominant et une valeur maxima de même ordre de grandeur pendant une période de plusieurs

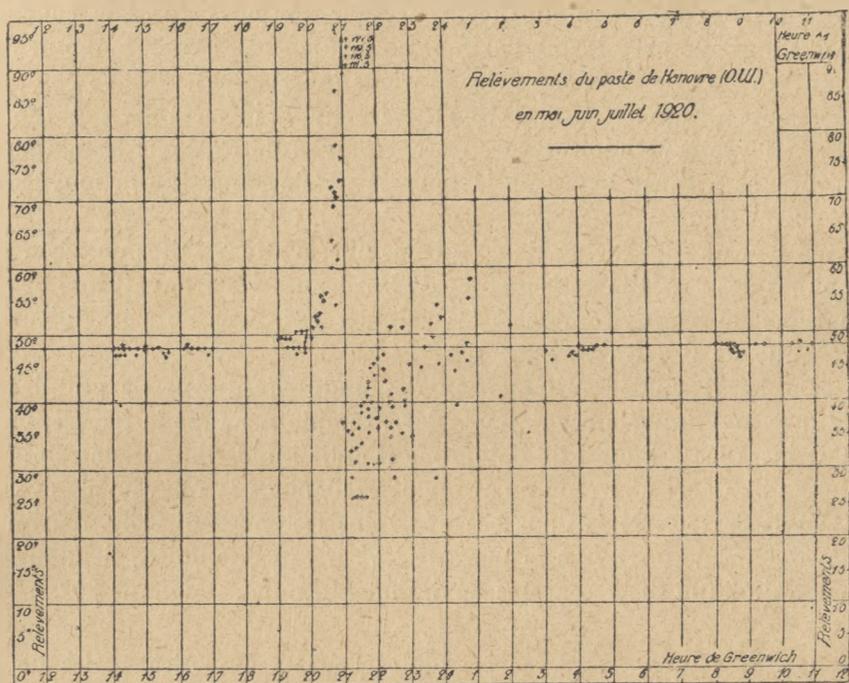


Fig. 48. — L'azimut exact est de 49° . De jour les observations sont bonnes. A partir du coucher du soleil les élévations commencent et deviennent très importantes à 21 heures, puis elles changent de signe brusquement.

semaines, mais ces signes et ces valeurs maxima ne se retrouvent pas aux mêmes époques des différentes années ; le phénomène n'est pas saisonnier ou, tout au moins, les écarts accidentels couvrent jusqu'à présent tout caractère saisonnier.

Parfois on observe des variations très rapides analogues à celles illustrées par la figure 47, mais ce phénomène n'est pas très fréquent.

Pendant les mois de mai, juin, juillet 1920, les observations de Eilwese dont l'azimut vrai est 49° ont présenté un caractère tout spécial qui n'a pas été retrouvé depuis, et qui est illustré par la figure 48. A la même époque, les déviations de Lyon (azimut 149) affectaient une allure du même genre, tandis que celles de Nantes (azimut 233) donnaient lieu à un diagramme analogue, mais inversé ; les déviations avant 21 heures étaient négatives et celles venant ensuite positives. Néanmoins ce diagramme était beaucoup moins régulier que celui d'Eilwese.

Enfin les déviations commencent presque toujours après le coucher du soleil, mais il arrive parfois que l'azimut change un peu avant ce moment.

Quant aux ondes provenant des stations américaines, elles se comportent de façon toute différente. La station de Rocky Point, établie près de New-York, est relevée à Meudon avec un écart moyen de 5° , mais les azimuts extrêmes obtenus à toute heure de la journée ne s'écartent de la moyenne que de $2^{\circ},5$ au maximum.

Il y a lieu de rapprocher de ce fait les observations faites aux Etats-Unis sur les ondes des stations de Nauen et de Bordeaux. On trouvait une déviation systématique de 5° environ, mais les azimuts extrêmes ne s'écartaient de la moyenne que de 6 à 8° .

Il semblerait que la propagation des ondes au-dessus de grandes étendues de mer joue un rôle régulateur. Par exemple pendant la guerre, une station était installée à Sofia ; de Salonique il était impossible de déterminer son azimut, tandis qu'au Caire on en trouvait facilement le relèvement et ce relèvement était correct. Mais dans ces questions les contradictions fourmillent : des relèvements de navires à la mer, pris de Brest, ont donné lieu, sur l'onde entretenue de 2100 mètres, à des déviations de nuit atteignant 20° .

67. Ondes courtes. — Avec les ondes courtes amorties, celles de 500 à 1000 mètres environ, les phénomènes sont tout différents.

Lorsque les ondes ont cheminé sur terre sur un parcours de plus de 30 à 40 kilomètres, il devient le plus souvent impossible, après le coucher du soleil, d'obtenir des extinctions ; on n'observe plus au téléphone que des minima de son qui s'étendent sur des plages de 15 à 20° , le long desquelles l'intensité est uniforme. Accidentellement, il arrive même que ces plages soient beaucoup plus étendues et nous avons observé des cas où la rotation de 360° du cadre ne donnait lieu à aucune variation dans la réception.

Les azimuts mesurés sont alors très imprécis, néanmoins les déviations que l'on peut en déduire ne dépassent pas généralement une quinzaine de degrés.

Si l'on cherche à faire réapparaître les extinctions par la manœuvre du compensateur, on n'obtient aucun résultat, à l'inverse de ce qui arrive le plus souvent avec les ondes longues ; quand par hasard, cette manœuvre réussit, l'extinction obtenue ne dure que quelques secondes ⁽¹⁾.

Il est enfin très important de remarquer que lorsque les ondes n'ont cheminé que sur la mer ou n'ont pas parcouru plus d'une vingtaine de kilomètres sur terre, tous ces troubles disparaissent et les observations de nuit sont identiques à celles de jour ; ou tout au moins les déviations et les minima flous deviennent des accidents rares. Ces circonstances permettent aux navires d'utiliser la radiogoniométrie aussi bien la nuit que le jour. Les ondes très courtes de longueur inférieure à 150 mètres environ, paraissent être très difficilement azimutables. Même de jour, les extinctions sont souvent inexistantes. Cependant il y a encore peu d'observations précises sur ce sujet et il convient de ne pas énoncer une règle absolue.

68. Obstacles susceptibles de dévier les ondes. — De tels obstacles n'ont d'importance pratique que s'ils sont très voisins ou s'ils sont de dimensions considérables comme des montagnes. Un terrain tourmenté devra, *a priori*, être considéré comme défavorable à l'installation d'un radiogoniomètre ; mais, sauf en des cas très particuliers, il est impossible de donner des indications fermes à ce sujet. Si l'on ne peut pas installer un radiogoniomètre sur une plaine, il sera prudent d'explorer à l'avance les régions utilisables avec un appareil démontable.

En tous cas, voici quelques indications générales qui peuvent servir de guide.

Des bâtiments de grandes dimensions, tels, par exemple, que des hangars de dirigeables à fermes métalliques ne produisent en général, aucun effet appréciable sur les directions observées ou sur la netteté des minima quand ils sont à une distance supérieure à 200 mètres. Il pourrait arriver cependant que pour certaines ondes courtes on constatât des troubles, et pour des ondes inférieures à 4 ou 500 mètres on ferait bien de procéder à des expériences avant de faire une installation définitive dans le voisinage d'un grand bâtiment métallique.

Des réseaux de fils téléphoniques passant à plus d'une centaine de mètres ne donnent lieu, le plus souvent, à aucune perturbation. Il en est de même de

(1) Des observations récentes semblent indiquer qu'il existe des périodes pendant lesquelles les observations de nuit, même sur terre, donnent de bonnes extinctions.

filis aériens aboutissant à la cabine du radiogoniomètre. Toutefois on ne peut rien affirmer en ce qui concerne ce dernier point et il est prudent d'enterrer dans un rayon d'une soixantaine de mètres tous les conducteurs aboutissant au poste du radiogoniomètre.

Une falaise escarpée produit des troubles si l'appareil est placé sur cette falaise à faible distance de son bord. Les troubles augmentent quand cette distance diminue et lorsqu'elle atteint seulement quelques mètres, ils peuvent masquer complètement tout effet de direction.

Les hautes montagnes, même à grande distance, donnent, en général, lieu à des déviations importantes ; il en est de même des vallées profondes que les ondes ont une tendance à suivre.

Enfin, les observations prises sur les navires sont toujours mauvaises quand la direction qui joint le navire au poste relevé, ou au radiogoniomètre qui le relève, fait avec la côte un angle inférieur à 15 ou 20°. Les déviations sont alors d'autant plus fortes que la côte est rectiligne sur une plus grande étendue, et qu'elle fait avec la ligne précédemment définie un angle plus petit ; elles peuvent, dans certains cas extrêmes, atteindre 8 à 10°.

Dans tous les cas, une antenne voisine, accordée sur l'onde azimutée, donne lieu à des déviations importantes ; elle peut même rendre l'observation impossible.

III. — MESURES DE RAYONNEMENT

69. Principe des mesures. — Mesurer le rayonnement d'une station c'est mesurer la valeur du champ électrique (62) qu'elle produit en un lieu donné.

Pour faire cette mesure, on utilise un cadre et l'on cherche à déterminer la force électromotrice induite dans ce cadre par l'onde provenant de l'émetteur étudié.

Supposons le cadre orienté au maximum de réception, c'est-à-dire vers l'émetteur ; sa hauteur effective en mètres sera (41) :

$$h^m = \frac{2\pi S^m}{\Lambda^m}$$

en appelant S la surface totale du cadre et Λ la longueur de l'onde.

Soit maintenant ε la valeur du champ électrique de l'onde en microvolts par mètre ; la force électromotrice induite dans le cadre sera, en microvolts :

$$\varepsilon h.$$

Si R est la résistance du cadre, en ohms, i le courant qui le parcourt, en micro-ampères, et si on le suppose accordé sur l'onde, on aura la relation générale

$$\xi h = Ri$$

d'où l'on déduit :

$$\xi^m = \frac{R^m i^m}{h^m}$$

Pour obtenir ξ , il suffira donc de mesurer R et i et de calculer h .

70. Mesure au thermo-élément. — Si l'émetteur est suffisamment rapproché, à une distance de quelques longueurs d'onde seulement, le courant i est généralement assez fort pour que l'on puisse le mesurer avec un thermo-élément. On dispose alors les choses exactement comme on l'a indiqué au n° 25 (fig. 16) pour la mesure de la résistance d'une bobine. L'émetteur faisant un trait continu de deux ou trois minutes, on accorde le circuit du cadre avec le condensateur variable en cherchant à obtenir la plus grande déviation possible sur le galvanomètre, et l'on note cette déviation d . Quand l'émission est terminée, on étalonne le système couple-galvanomètre comme il est dit ci-dessous ; on obtient ainsi i . Ensuite on mesure R (25) et on a tous les éléments voulus pour obtenir ξ .

La mesure de R peut se faire en utilisant une hétérodyne pour exciter le cadre en couplage lâche sur l'onde voulue ; mais si le trait de l'émission dure assez longtemps, il est préférable de l'employer dans ce but.

Pour que l'emploi du thermo-élément soit possible, il faut que le courant i soit voisin de 1 milliampère (15), c'est pourquoi la méthode ne peut être appliquée que pour des émissions très voisines.

71. Etalonnage du système couple galvanomètre. — Le procédé le plus simple est le suivant : on alimente le couple avec une force électromotrice alternative de quelques volts en intercalant dans le circuit une résistance convenable pour que le galvanomètre marque la déviation d . On mesure alors la force électromotrice E et la résistance R employées et on en déduit le courant $i = \frac{E}{R}$ qui correspond à la déviation d .

La résistance R est toujours forte, de l'ordre de 1000 ohms Elle doit être sans self-induction ; on obtient de telles résistances en enroulant sur une

bobine deux fils à la fois et en les faisant parcourir en sens inverses par le courant.

Pour obtenir la f. e. m. alternative de quelques volts, le mieux est de se servir d'un transformateur qui transforme le 110^v en 2 ou 3^v. Après avoir déterminé avec soin le rapport de transformation, il suffira de mesurer le 110^v pour obtenir avec précision la valeur de la base tension.

Si la résistance mise en série avec le transformateur ne donne pas exactement la f. e. m. nécessaire pour avoir la déviation d et que l'on observe une déviation d' on calculera le courant $i' = \frac{E}{R}$ correspondant à la déviation d' et on en déduira le courant i par la relation

$$i = i' \sqrt{\frac{d}{d'}}.$$

On peut encore employer pour cet étalonnage le courant continu, mais l'opération est plus délicate à cause d'effets secondaires dûs au courant continu.

72. Mesures de la hauteur de rayonnement d'une antenne. — On sait que le courant i induit dans une antenne de hauteur effective h et de résistance R par une antenne dont la hauteur de rayonnement est h et qui émet une onde de longueur Λ est (80^2 , 86^2)

$$i = \frac{120\pi h_r h I}{\Lambda DR}$$

en appelant I l'intensité à l'émission et D la distance des deux antennes.

Cette égalité peut encore s'écrire

$$\frac{Ri}{h} = \frac{120\pi h_r I}{\Lambda D}.$$

En comparant avec la dernière formule du n° 69 et en indiquant les unités :

$$\boxed{\frac{2V}{8^{\frac{2V}{100}}}} = \frac{120\pi h_r I^{\frac{2V}{100}}}{\Lambda^{\frac{2V}{100}} D^{\frac{2V}{100}}}.$$

Si l'on a mesuré 8 comme au numéro précédent, on voit que l'on peut calculer la hauteur du rayonnement de l'émetteur dès que l'on connaît I et D .

73. Formule de rayonnement d'Austin. — La formule précédente ne donne la valeur de E que quand la distance D est relativement petite (inférieure à quelques dizaines ou centaines de kilomètres suivant l'onde).

Table des valeurs du facteur de réduction f

x	f	x	f	x	f
0,1	0,905	1,1	0,333	2,1	0,123
0,2	0,819	1,2	0,301	2,2	0,111
0,3	0,741	1,3	0,273	2,3	0,100
0,4	0,670	1,4	0,247	2,4	0,090
0,5	0,607	1,5	0,223	2,5	0,082
0,6	0,549	1,6	0,202	2,6	0,074
0,7	0,497	1,7	0,183	2,7	0,067
0,8	0,449	1,8	0,165	2,8	0,061
0,9	0,407	1,9	0,150	2,9	0,055
1,0	0,368	2,0	0,135	3,0	0,050

Pour les grandes distance, il faut multiplier le deuxième nombre par un facteur de réduction f que l'on détermine comme suit :

On calcule l'expression

$$x = 0,0015 \frac{D^{km}}{\sqrt{\Lambda^{km}}}$$

et l'on entre dans la table ci-contre avec x . On trouve en face la valeur de f
On a alors :

$$E_m = \frac{120\pi h_r^m I^A}{\Lambda^{km} D^{km}} \times f.$$

C'est la formule dite d'Austin.

Exemple numérique. — Quel est le champ produit à New-York par la station de Bordeaux.

$$h_r = 170^m \quad I = 480^A \quad \Lambda = 28^{km},900 \quad D = 6000^{km}.$$

On calcule

$$x = 0,0015 \frac{6000}{\sqrt{18,9}} = 2,07$$

et l'on trouve dans la table $f = 0,128$.

Alors

$$\varepsilon^{\frac{\mu V}{m}} = \frac{120\pi \times 170 \times 480}{18,9 \times 6000} \times 0,128$$

$$\varepsilon^{\frac{\mu V}{m}} = 35^{\frac{\mu V}{m}}$$

Il y a lieu de faire de nombreuses réserves ⁽¹⁾ sur la formule d'Austin : Elle n'est valable que de jour et encore donne-t-elle souvent des valeurs notablement inférieures à celles que l'on observe. C'est ainsi que le champ de la station de Bordeaux est à New-York environ deux fois et demi plus fort que celui que nous venons de calculer.

Comme il n'existe aucune formule meilleure, on utilise cependant celle d'Austin pour se faire une idée du champ.

Enfin la formule n'est applicable qu'aux ondes dont la longueur est supérieure à 3 ou 400 mètres. Au-dessous de cette limite on ne connaît encore aucune relation permettant de déterminer, même grossièrement, le champ d'une émission

74. Mesures aux grandes distances. — Il est aussi très intéressant de mesurer le champ des émissions aux grandes distances. La méthode précédente est impossible et il devient indispensable d'amplifier fortement le courant du cadre. Nous indiquerons simplement le principe des mesures sans entrer dans le détail.

Après avoir produit l'amplification voulue pour obtenir une bonne réception, on emploie un dispositif qui permette de repérer l'intensité de cette réception. Par exemple, on place un galvanomètre dans le circuit plaque de la dernière triode et on note la déviation produite sur ce galvanomètre par le passage de l'émission.

Ensuite, ayant établi un petit émetteur local, on excite le cadre avec cet émetteur quand l'émission est arrêtée, et l'on s'arrange de façon à reproduire

(1) Ces réserves ne s'appliquent qu'aux grandes distances et ne concernent pas les cas envisagés au n° 69.

la même déviation obtenue avec l'émission. Connaissant l'intensité dans cet émetteur local et son couplage avec le cadre, on calcule la force électromotrice qu'il produit sur ce dernier. C'est précisément la même que celle que fournissait l'onde primitivement reçue.

Ces opérations exigent des appareils très étudiés et de grandes précautions.

75. Mesures relatives. — Quand il s'agit seulement d'avoir des indications relatives sur des émissions reçues à peu d'intervalle les unes des autres, on peut employer le téléphone shunté (17). C'est, par exemple, le cas pour l'étude des phénomènes d'évanouissement. Il faut alors prendre des précautions spéciales pour que l'état du récepteur ne varie pas dans l'intervalle des observations. Dans ce but, il est préférable de ne pas employer les réceptions par réactions dont la sensibilité varie dans des proportions considérables avec les positions relatives des circuits et même avec la position de l'observateur.

S'il est impossible d'employer d'autres méthodes, on doit prendre toutes les précautions possibles pour que ces positions restent identiques pendant toute la durée des observations.

Dans ce cas de mesures relatives, rien n'oblige à employer un cadre et l'on peut travailler sur antenne (1).

76. Champ nécessaire pour une bonne réception. — L'expérience montre que pour assurer une bonne réception, le champ d'une émission amortie doit être au moins égal à $150 \frac{\mu V}{m}$ et celui d'une émission entretenue en $50 \frac{\mu V}{m}$. On peut recevoir encore avec des champs 8 à 10 fois moins forts avec les récepteurs habituels, mais alors la réception est troublée par les moindres brouillages. D'autre part, dans les cas où les perturbations atmosphériques sont très importantes, les champs de 150 et de $50 \frac{\mu V}{m}$ deviennent insuffisants, mais ces cas ne sont pas très fréquents.

(1) Si l'on a utilisé un cadre dans les premiers numéros de ce paragraphe, c'est pour pouvoir calculer exactement la *f. e. m.* induite par l'onde. La hauteur effective d'un cadre est très bien déterminée et facile à calculer ($h = \frac{2\pi S}{\Lambda}$) et il est loin d'en être de même de celle d'une antenne.

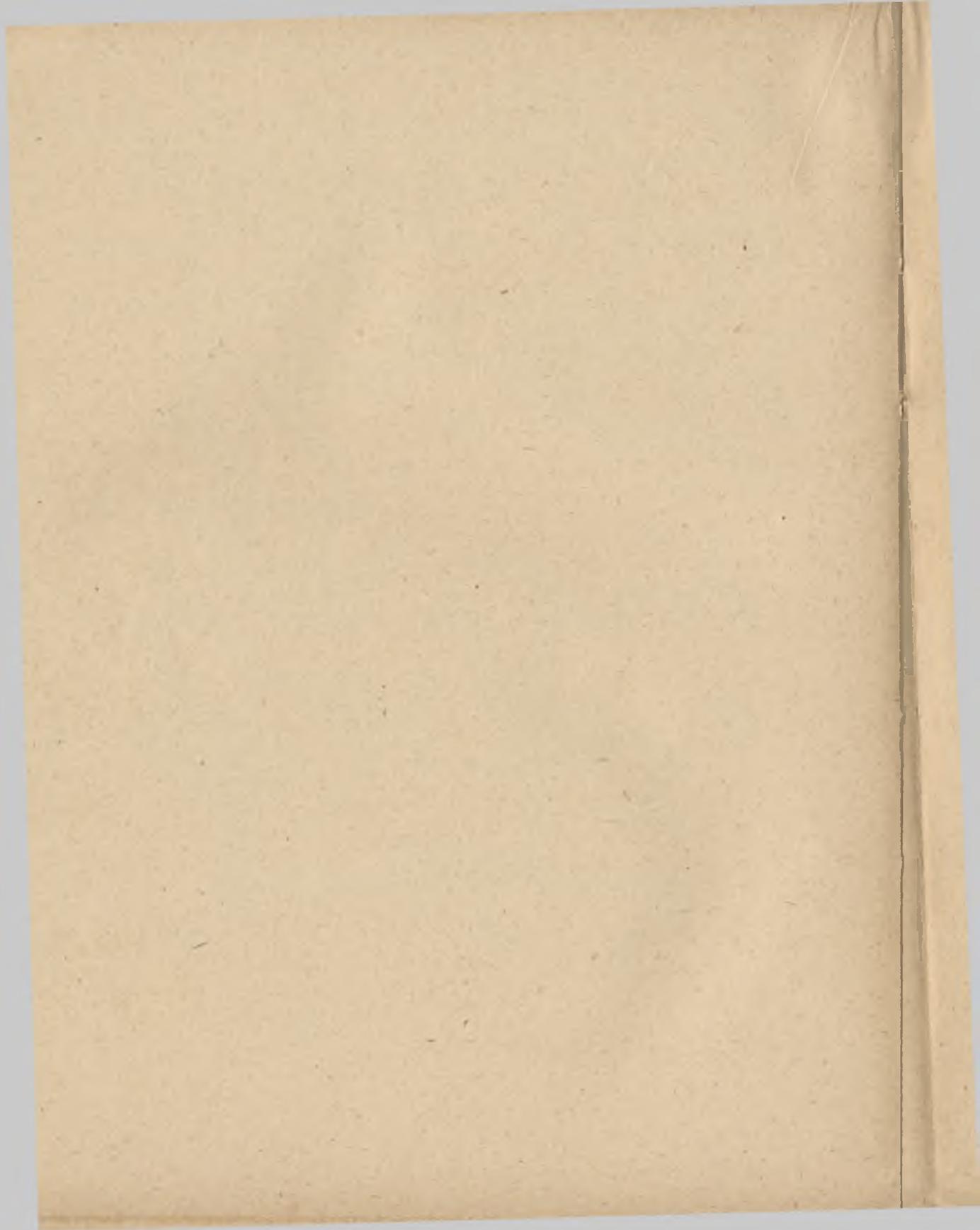


TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE PREMIER

Les résistance en haute-fréquence

	Pages
1. Résistance d'un circuit oscillant.....	7
2. Résistance du conducteur	8
3. Pertes d'énergie dans un diélectrique.....	10
4. Résistance équivalente d'un condensateur variable à l'air	11
5. Condensateurs montés en parallèle et en série.....	12
6. Remarque sur la résistance des condensateurs pour les ondes très courtes	13
7. Conditions à remplir pour qu'un condensateur à air ait une faible résistance.....	13
8. Résistance des carcasses	13
9. Bobines compactes	15
10. Fils divisés	15
11. Résistance des antennes	15
12. Résistance de rayonnement	16

CHAPITRE II

Les mesures en haute fréquence

I. — APPAREILS DE MESURE

13. Ampèremètres	18
14. Sensibilité des ampèremètres	20
15. Thermo-couples	21
16. Téléphone	23
17. Téléphone shunté	23
18. Principe des ondemètres	24
19. Formule des longueurs d'onde.....	25

	Pages
20. Excitation de l'ondemètre émetteur.....	25
21. Ondemètre hétérodyne	26
22. Ondemètre récepteur	26
23. Ondemètre à absorption.....	27
24. Ondemètre à méthode de zéro.....	28

II. — MESURES

25. Mesure de la résistance d'un circuit oscillant.....	29
26. Résistance d'un condensateur.....	31
27. Etalonnage des ampéremètres.....	31
28. Etalonnage des ondemètres par comparaison.....	32
29. Etalonnage absolu des ondemètres.....	32
30. Mesure des longueurs d'ondes.....	35
31. Mesure des inductances.....	35
32. Mesure des inductions mutuelles.....	36
33. Mesure des capacités.....	37
34. Mesure de la capacité propre d'une bobine.....	38
35. Constantes d'une antenne.....	39
36. Mesure des constantes d'une antenne.....	41

CHAPITRE III

Réception sur cadres — Radiogoniométrie

I. — PRINCIPE ET ÉTABLISSEMENT DES PETITS CADRES

37. Champ magnétique et champ électrique d'une antenne.....	44
38. Force électromotrice induite dans un cadre.....	45
39. Force électromotrice induite dans une antenne.....	47
40. Comparaison des forces électromotrices dans le cadre et dans l'antenne.....	47
41. Hauteur effective d'un cadre	48
42. Principe du radiogoniomètre.....	49
43. Méthode d'observation	51
44. Conditions optima que doit remplir un cadre	52
55. Calcul de l'inductance d'un cadre.....	51
46. Exemples numériques	54
47. Réalisation matérielle	55
48. Compensation des cadres.....	56
49. Manœuvre du compensateur.....	58
50. Montage sans compensation	59
51. Radiogoniométrie des ondes entretenues.....	60

	Pages
52. Suppression de l'incertitude de 180°.....	60
53. Précision des observations.....	64

II. — RADIOGONIOMÈTRES A GRANDS CADRES ET A ANTENNES DIRIGÉES

54. Grands cadres	65
55. Antennes dirigées	66
56. Radiogoniomètres à antennes dirigées.....	66

III. — RADIOGONIOMÉTRIE DES NAVIRES ET DES AÉRONEFS

57. Différentes solutions de la question.....	76
58. Déviations produites par le navire.....	68
59. Choix de l'emplacement à bord.....	69
60. Radiogoniométrie des aéronefs.....	69

CHAPITRE IV

Propagation des ondes — Mesures de rayonnement

I. — PROPAGATION EN INTENSITÉ

61. Grandes portées des émissions radiotélégraphiques	71
62. Champ électrique d'une émission.....	72
63. Irrégularités du champ.....	72
64. Phénomènes d'évanouissement	75
64 bis. Propagation des ondes courtes	76

II. — PROPAGATION EN DIRECTION

65. Déviation des ondes.....	76
66. Ondes longues	77
67. Ondes courtes	79
68. Obstacles susceptibles de dévier les ondes.....	79

III. — MESURES DE RAYONNEMENT

69. Principe des mesures	81
70. Mesure au thermo-élément	81

	Pages
71. Etalonnage du système couple galvanomètre.....	82
72. Mesures de la hauteur de rayonnement d'une antenne.....	83
73. Formule de rayonnement d'Austin	83
74. Mesures aux grandes distances	85
75. Mesures relatives	85
76. Champ nécessaire pour une bonne réception	86

**COURS DE L'ÉCOLE SUPÉRIEURE D'ÉLECTRICITÉ
(SECTION DE RADIOÉLECTRICITÉ)**

H. ARMAGNAT et Léon BRILLOUIN. — Les Mesures en haute fréquence	25 fr. »
M. BOCHET. — Les Moteurs thermiques	20 fr. »
BETHENOD. — Les alternateurs à haute fréquence.	15 fr. »
DE BELLESCIZE. — Les Atmosphériques et leur influence sur les signaux de T. S. F.	9 fr. »
CURIE (Mme Pierre). — Radioactivité et phénomènes connexes	3 fr. 50
L. DRIENCOURT. — Emploi de la T. S. F. pour la détermination des longitudes et l'unification de l'heure	6 fr. »
E. REYNAUD-BONIN. — L'acoustique téléphonique.	10 fr. »
R. JOUAUST. — La télégraphie par le sol et les moyens de communication spéciaux	6 fr. »
E. BLOCH, Maître de conférences à la Sorbonne. — Les procédés d'enregistrement des signaux de T. S. F.	6 fr. »
J.-B. POMEY, Ingénieur en chef des télégraphes. — Principes de calcul vectoriel et tensoriel	30 fr. »
DUFOUR, chargé de cours à la Sorbonne. — Oscillographe cathodique pour l'étude des basses, moyennes et hautes fréquences	6 fr. »
A. PEROT, professeur à l'Ecole Polytechnique. — Phénomènes magnétiques et électriques terrestres	5 fr. »
A. PEROT, professeur à l'Ecole Polytechnique. — Principes d'acoustique	8 fr. »
FRANCK (C ^e). — La T. S. F. et l'Aéronautique	8 fr. »
R. MESNY. — Usage des cadres et radiogoniométrie	25 fr. »
P.-M. VIEILLARD. — Les Antennes de T. S. F.	9 fr. »
P.-M. VIEILLARD. — L'Emission en ondes amorties	9 fr. »

Majoration en sus : 20 0/0

Étienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (VI^e)

Vient de paraître :

LES
**MONTAGES MODERNES
EN RADIOPHONIE**

par

P. HÉMARDINQUER

Préface du Docteur **CORRET**

*Vice-président de la Société des Amis de la T. S. F.
et de la Société Française d'Études de T. S. F.*

Ouvrage en deux tomes — 500 pages — 792 figures
Chaque volume : **20 francs**

Étienne **CHIRON**, Editeur, 40, rue de Seine, **PARIS** (6^e)

Vient de paraître :

LA
SUPERHÉTÉRODYNE
ET LA
SUPERRÉACTION

PAR

P. HÉMARDINQUER

INGÉNIEUR-ÉLECTRICIEN

Préface de M. A. **BLONDEL**, Membre de l'Institut

Un beau volume grand in 8° de 176 pages illustré de 175 figures et photographies

Prix 18 francs

Étienne **CHIRON**, Éditeur, 40, Rue de Seine, **PARIS** — Chèq. post. PARIS 53-35

Majoration en sus : 20 0/0

Saint-Amand (Cher). — Imprimerie R. **BUSSIÈRE**. Septembre 1926.

LES LAMPES
A PLUSIEURS ELECTRODES

La T. S. F. en trente leçons

Comprendra 5 fascicules

1^{re} Partie.

Electrotechnique générale préparatoire à la T. S. F., par
MM. CHAUMAT ET LEFRAND.

2^e Partie.

**Principes généraux de la radiotélégraphie et applications
principales,** par M. METZ.

3^e Partie.

Mesures et radiogonométrie, par M. MESNY.

4^e Partie.

Les lampes à plusieurs électrodes (Théorie et applications), par
M. JOUAUST.

5^e Partie.

Réception et émission, par M. CLAVIER.

R. JOUAUST

Sous-Directeur du Laboratoire Central d'Electricité

LES LAMPES
A PLUSIEURS ELECTRODES

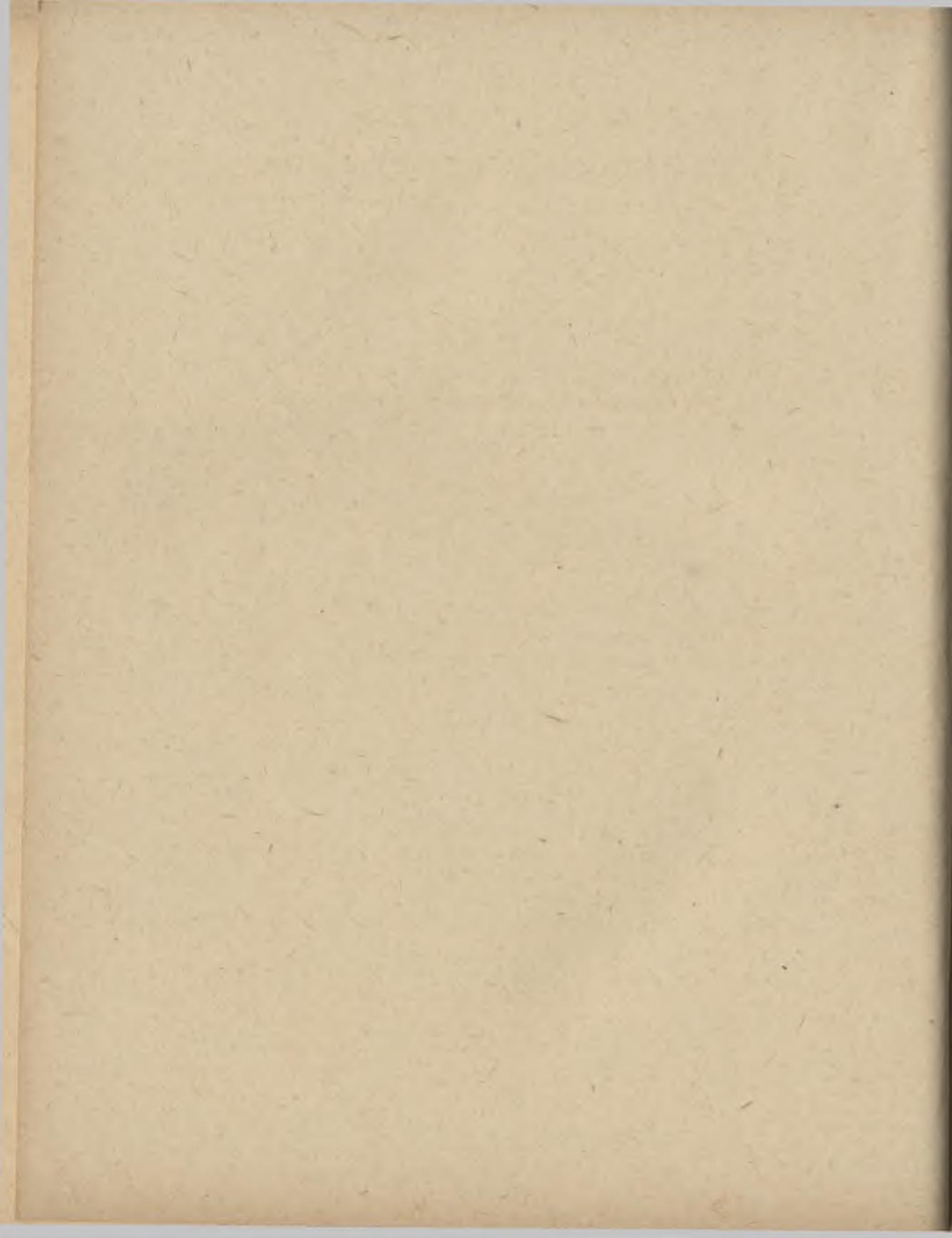
THÉORIE ET APPLICATIONS

PARIS

Etienne CHIRON, Editeur

40, RUE DE SEINE, 40

1927



LES LAMPES A PLUSIEURS ÉLECTRODES

CHAPITRE PREMIER

QUELQUES PRINCIPES DE PHYSIQUE : LA CONSTITUTION DE LA MATIÈRE, L'ÉLECTRON, L'ÉMISSION THERMOIONIQUE

Il y a un certain nombre d'années, on admettait que l'électricité était constituée par deux fluides : le fluide positif et le fluide négatif. Ce mot fluide sans aucun sens ne servait qu'à dissimuler notre ignorance de la nature réelle de l'électricité.

Pour bien des physiciens, les termes d'électricité positive et d'électricité négative n'étaient qu'un procédé commode pour expliquer les phénomènes observés, mais ne correspondaient à rien de réel.



Fig. 1.

Depuis quelques années, on a été conduit au contraire par l'observation de certains phénomènes expérimentaux à attribuer à l'électricité négative une existence réelle.

Considérons (fig. 1) un tube dans lequel on a fait le vide et qui contient 2 électrodes.

Si on applique une tension élevée entre ces deux électrodes on constate que le conducteur les réunissant extérieurement, est parcouru par un courant.

Ce courant doit donc se fermer à l'intérieur du tube.

Du reste on constate que les parois du tube présentent une fluorescence verdâtre.

Si on intercale en M dans le tube un écran, on constate que cet écran porte en quelque sorte ombre sur la paroi du tube. Le verre ne devient pas fluorescent derrière l'écran. Si cet écran est une sorte de moulinet mobile autour d'un axe, il se met à tourner.

On dirait que de l'électrode négative (cathode), partent des projectiles qui, lancés avec une grande vitesse, viennent bombarder les obstacles qui leur sont opposés.

De l'expérience que nous venons de décrire, et de bien d'autres dont nous ne parlerons pas, on a pu déduire que ces projectiles existaient réellement et qu'ils étaient constitués par des corpuscules infiniment petits portant une charge d'électricité négative.

La masse de ces corpuscules est de l'ordre de

$$0,8 \times 10^{-27} \text{ gramme.}$$

La charge serait de $4,2 \times 10^{-10}$ unités électrostatiques C. G. S., c'est-à-dire la charge que prendrait une sphère de $4,2 \times 10^{-10}$ centimètres de rayon si on la chargeait à un volt.

Dans aucune expérience on n'a pu mettre en évidence de charges électriques plus faibles et on a été amené à admettre que l'électricité négative avait une existence réelle et qu'elle était constituée par un assemblage de ces corpuscules chargés dont nous venons de parler.

Ces grains d'électricité, pour employer une expression due à M. LANGEVIN, sont appelés « les électrons ».

Nous irons plus loin maintenant et nous allons exposer les idées actuelles sur la constitution de la matière.

Depuis la plus haute antiquité, on avait été amené à supposer que la matière n'était pas divisible à l'infini et qu'elle était constituée par l'agglomération d'un certain nombre de particules excessivement petites, attirées entre elles par certaines forces, les dimensions des particules et les espaces les séparant étant tellement faibles que nous ne pouvions les apprécier non seulement avec nos sens, mais même avec les microscopes les plus puissants dont nous disposions pour nos observations. Ces particules dont l'existence avait été envisagée pour la première fois par le philosophe grec HÉRACLITE avaient reçu le nom d'atomes.

La science moderne a pu mettre en évidence l'existence de ces atomes, elle a même pu les dénombrer. Dans 1 gramme d'hydrogène, il y aurait 60×10^{22} atomes (6 suivi de 23 zéros).

On voit combien ce nombre est grand. Mais ce qui est curieux c'est que les procédés de dénombrement, quoique basés sur des principes très différents, conduisent au même résultat.

Cette constatation justifie bien la réalité de l'existence des atomes.

Mais on est allé plus loin.

Avec le physicien BOHR, on admet aujourd'hui que l'atome est une organisation complexe.

Cette organisation rappellerait en miniature celle de notre système solaire.

Dans celui ci, les planètes gravitent autour du soleil.

De même l'atome serait constitué par un noyau central chargé positivement, caractéristique du corps simple envisagé, et autour de ce noyau graviteraient des électrons.

Ainsi l'atome d'hydrogène comporterait un noyau central autour duquel graviterait un électron, ce nombre serait de deux pour l'atome d'hélium, de 8 pour l'atome d'oxygène.

Ce nombre serait beaucoup plus élevé pour les métaux. Pour les corps considérés au point de vue électrique comme isolants, les électrons seraient invariablement liés à l'atome auquel ils appartiennent. Il n'en serait pas de même pour les corps conducteurs. Les électrons gravitant sur les orbites les plus éloignés du noyau central, auraient une tendance à s'échapper. Pour continuer notre comparaison astronomique de planètes, ils tendraient à devenir comètes.

On pourrait donc considérer les métaux comme constitués par des atomes baignant dans une atmosphère d'électrons échappés au système auquel ils appartenaient primitivement.

Ces électrons tendent même à s'échapper du métal, mais lorsqu'ils s'en échappent, ils le laissent chargé positivement, et comme ils sont chargés négativement ils sont attirés par lui. Ils constituent donc autour du métal une sorte de gaine gazeuse d'un caractère spécial, qui repousse les autres électrons qui voudraient à leur tour s'échapper du métal et qui y sont retenus par des forces de répulsion qui jouent un peu le même rôle que les forces de gravitation qui retiennent les corps à la surface de la terre.

Mais un corps qui serait lancé avec une grande vitesse pourrait s'échapper à ces forces de gravitation. C'est le problème du fameux boulet de Jules VERNE dans son roman *Voyage de la Terre à la Lune*, c'est l'explication qu'on donne parfois des bolides qu'on considère comme des projectiles lancés avec une grande vitesse par les volcans lunaires.

Ainsi un des électrons qui baignent le métal, si pour une raison quelconque il atteignait une grande vitesse pourrait surmonter les forces de répulsion et sortir.

Voyons dans quelles conditions certains de ces électrons peuvent atteindre cette vitesse.

Les atomes qui constituent un corps ne sont pas immobiles, ils sont animés de mouvements excessivement rapides.

A un instant donné tous n'ont pas la même vitesse ; certains qui viennent de se heurter sont immobiles. Si on pouvait mesurer individuellement les vitesses de chaque atome, on trouverait toutes les vitesses depuis zéro jusqu'à l'infini ; mais si on faisait la moyenne de ces vitesses, on constaterait que, pour une température donnée du corps envisagé, on trouve toujours la même valeur.

Cette valeur moyenne croît, et croît très rapidement avec la température.

Les électrons qui baignent les atomes, participent à leur mouvement.

On conçoit que dans ces conditions certains d'entre eux peuvent atteindre une vitesse suffisamment grande pour échapper au corps qui les contient.

Comme nous l'avons dit, la vitesse moyenne du mouvement des atomes et des électrons croît très rapidement avec la température,

Donc, plus la température du corps sera élevée, plus il y aura d'électrons susceptibles d'atteindre des vitesses leur permettant de sortir du métal.

Ce nombre excessivement faible, lorsque le métal est à la température ordinaire, devient très considérable lorsque la température atteint 2500 degrés qui est à peu près celle du filament de tungstène dans nos lampes d'éclairage.

On caractérise ce fait en disant que les métaux à haute température émettent des électrons. On appelle quelquefois ce phénomène, l'effet Edison. L'illustre inventeur américain avait constaté en effet il y a près de 40 ans que le filament des lampes à incandescence qu'il venait d'inventer émettait de l'électricité négative (On ne parlait pas encore d'électrons).

CHAPITRE II

LES LAMPES A DEUX ET A TROIS ÉLECTRODES THÉORIE GÉNÉRALE

La lampe à 2 électrodes (Diode). — Considérons une ampoule de lampe à incandescence contenant un filament de tungstène porté à haute température.

En vertu de ce que nous avons dit plus haut, des électrons tendent à s'échapper de ce filament.

Qu'arrivera-t-il de ces électrons ?

Ils laisseront le corps chargé positivement, ils seront donc attirés par lui, et après s'être éloignés du filament, ils reviendront vers lui, et viendront grossir cette atmosphère électronique qui, comme nous l'avons dit plus haut entoure le filament et s'oppose à toute émission.

Il n'en est plus de même si nous introduisons dans l'ampoule une 2^e électrode chargée positivement. Celle-ci attire les électrons.

Si elle est isolée, les électrons neutralisent peu à peu sa charge et l'émission s'arrête.

Mais si on maintient constante la charge de cette électrode, par exemple en la réunissant au pôle positif d'une batterie de piles ou d'accumulateurs dont le pôle négatif est réuni au filament, l'absorption d'électrons par l'électrode positive est continue et puisque sa charge doit demeurer constante, cette absorption d'électrons est contrebalancée par un apport d'électricité positive venant de la batterie.

Un courant électrique circulera dans les conducteurs reliant la batterie d'accumulateurs aux électrodes.

On donne généralement à cette électrode positive la forme d'une plaque.

Le plus souvent la plaque est enroulée en cylindre et entoure le filament.

Cette forme est comme on le voit celle qui convient le mieux à l'absorption des électrons émis dans toutes les directions par le filament.

Le physicien anglais RICHARDSON a démontré que pour une température donnée, un corps solide ne pouvait émettre qu'une quantité donnée d'électrons par unité de temps.

Donc pour une température donnée du filament, c'est-à-dire un nombre donné de volts aux bornes, le filament est susceptible d'émettre un nombre donné d'électrons par unité de temps.

On pourrait penser que, quelle que soit la différence de potentiel (le nombre de volts), appliquée entre le filament et la plaque, tous les électrons émis en une seconde par le filament vont à la plaque, que par suite le courant indiqué par un ampèremètre intercalé dans l'un des fils de connexion de la batterie aux électrodes est indépendant de la différence de potentiel de cette batterie.

En réalité il n'en est rien.

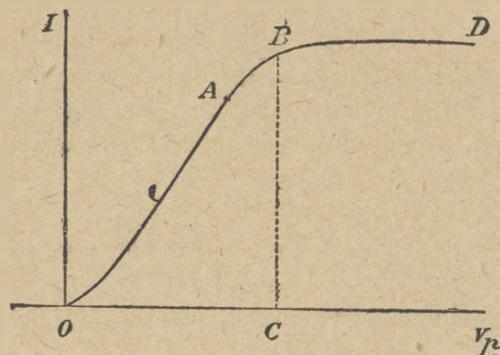


Fig. 2.

Si on trace ce qu'on appelle la caractéristique du diode, c'est-à-dire la courbe obtenue en portant sur l'axe des X la différence de potentiel de la batterie plaque et sur l'axe des Y l'intensité du courant débitée par la batterie plaque, on obtient une courbe comme celle de la figure 2.

La courbe croît d'abord linéairement, c'est-à-dire débute par une ligne droite, s'infléchit, puis devient horizontale.

La raison en est la suivante. Les électrons qui cheminent du filament vers la plaque étant des masses chargées négativement, contrebalancent l'action attractive de la plaque en repoussant ceux qui tendent à sortir du filament.

Tous les électrons qui, théoriquement, devraient sortir par unité de temps du filament ne peuvent sortir.

Ce n'est que lorsque la tension est devenue plus grande que OC que tous ces électrons peuvent atteindre la plaque.

À ce moment le courant du diode devient indépendant de la tension plaque.

On dit qu'on a atteint la valeur du courant de saturation, correspondant à la température à laquelle est porté le filament.

Nous avons dit que la portion OA de la caractéristique était rectiligne; c'est-à-dire que l'augmentation du courant était proportionnelle à l'augmentation de la tension.

Théoriquement le courant devrait croître plus vite, il devrait être proportionnel à la puissance $\frac{3}{2}$ (au cube de la racine carrée) de la tension.

On ne devrait pas avoir comme on a :

$$I = KV$$

mais :

$$I = KV^{\frac{3}{2}}$$

C'est du moins ce qu'a montré le physicien américain LANGMUIR.

Mais les calculs de LANGMUIR s'appliquent à un filament qui serait partout à la même température.

Il suffit de regarder une lampe pour constater qu'il n'en est rien.

Par suite du refroidissement plus important au voisinage des points d'attache, la température du filament croît des extrémités au centre.

En regardant une lampe on voit que les extrémités ne sont même pas à l'incandescence.

Il en résulte que lorsqu'on élève la tension plaque, les parties du filament les plus rapprochées des supports arrivent à débiter leur courant de saturation alors que le milieu est encore loin de le débiter.

Une nouvelle augmentation de tension n'amène d'augmentation d'émission électronique que pour les parties centrales.

C'est pour cela que la première partie de la caractéristique n'obéit pas à la loi de la puissance $\frac{3}{2}$ et est à peu près rectiligne.

Pour les lampes nous utilisons à la réception le courant de saturation est de l'ordre de 8 à 10 millèmes d'ampère (milliampères).

La lampe à 3 électrodes (Triode). — Intercalons maintenant dans un diode une grille entre le filament et la plaque.

De même que la plaque est souvent constituée par une feuille métallique enroulée en cylindre, de même la grille sera constituée par un fil enroulé en hélice.

Nous supposons la grille reliée au négatif du filament et une batterie de piles intercalée comme dans le diode entre le filament et la plaque, celle-ci étant positive.

Avec un diode, ayant les dimensions de la lampe connue sous le nom de lampe TM (lampe dont on aurait supprimé la grille) le courant filament plaque serait de 2 milliampères sous une tension plaque de 8 à 10 volts.

Au contraire, dans le triode, la grille réunie au négatif du filament, il faut que la tension plaque soit de 80 volts (10 fois plus forte que dans le diode) pour obtenir le même courant de 2 milliampères.

Il est facile de s'expliquer cette action de la grille.

Tout le monde connaît l'expérience suivante : Un bâton de résine ou de caoutchouc électrisé par frottement attire le pendule constitué par une petite boule de sureau suspendue au bout d'un fil isolant.

Mais si par-dessus ce pendule on place un treillage métallique serré, une cage à mouches, le bâton électrisé ne peut agir sur le pendule à travers cette cage.

La cage joue le rôle d'écran électrique (de cage de Faraday, comme on dit quelquefois)

La même chose se passe dans le triode.

La plaque chargée positivement produisait une certaine attraction sur les électrons du filament.

La grille vient constituer un écran électrique.

Comme les spires ne sont pas très serrées, son rôle d'écran n'est pas complet, il ne supprime pas complètement l'attraction de la plaque sur les électrons; il la diminue, il la rend 10 fois plus faible pour le cas particulier de la lampe TM.

Maintenant dans le triode constitué par cette lampe où comme nous venons de le dire le courant filament plaque est de 2 milliampères pour une tension plaque de 80 volts; portons cette tension à 90 volts, le courant devient égal à 2,2 milliampères.

Au contraire laissons la plaque à 80 volts mais au lieu de laisser la grille réunie au négatif du filament, intercalons entre ce négatif et la grille une différence de potentiel de 1 volt, la grille étant positive; on constate que le courant filament plaque augmente et devient égal à 2,2 milliampères.

Ainsi augmenter de 10 volts la tension plaque ou de 1 volt la tension de la grille conduit au même résultat sur le courant plaque.

Ceci se comprend facilement.

La grille étant plus rapprochée du filament, elle peut, étant portée à un certain potentiel, produire la même attraction sur les électrons du filament qu'un potentiel 10 fois plus fort appliqué à la plaque.

D'autre part les électrons lancés avec une grande vitesse par le filament, ratent en quelque sorte la grille, passent entre les spires et arrivent à la plaque.

C'est ce qui explique qu'une élévation de potentiel donnée de la grille produit le même effet qu'une augmentation 10 fois plus forte de la tension plaque sur le courant filament plaque.

Mais il faudrait bien se garder de croire que les phénomènes que nous venons de décrire suffisent à expliquer l'action amplificatrice de la lampe.

La lampe est un relais amplificateur.

Un relais amplificateur est un appareil qu'une petite quantité d'énergie suffit à mettre en jeu et qui, par son fonctionnement, déclenche la production d'une quantité d'énergie beaucoup plus grande.

Examinons ce qui se passe dans la lampe.

Lorsque la grille était réunie au négatif du filament la batterie plaque débitait un courant de 0,002 ampère. La tension étant de 80 volts, la puissance fournie par cette batterie était de $80 \times 0,002$ watt.

Le fait d'avoir intercalé une pile de 1 volt entre le filament et la grille augmente le courant plaque de 0,0002 ampère. La puissance débitée par la batterie plaque passe de $80 \times 0,002$ à $80 \times 0,0022$ watt. Si on laisse les choses en état la batterie alimentant la plaque fournit plus de puissance dans le second cas que dans le premier.

Quant à la pile intercalée entre le filament et la grille, elle ne débite pas, elle ne s'use pas plus vite qu'en circuit ouvert.

La lampe est donc bien un relais.

Nous voyons par exemple que dans notre cas, sans dépenser aucune énergie dans le circuit filament grille, nous avons mis le circuit filament plaque en condition de débiter une énergie plus considérable, énergie empruntée à une source d'énergie locale qui, en l'espèce, est la batterie alimentant la plaque.

Faire varier le potentiel grille est en quelque sorte l'équivalent d'ouvrir sans grand effort un robinet, ouverture qui permet de mettre en jeu une énergie considérable due, par exemple, à une chute d'eau.

On conçoit comment une très faible énergie pourra en agissant sur la grille de la lampe, déclencher le débit d'une énergie beaucoup plus considérable.

C'est ainsi qu'il faut concevoir le rôle de relais amplificateur joué par la lampe.

Caractéristique des lampes à 3 électrodes. — On appelle généralement ainsi la courbe obtenue en coordonnées cartésiennes en portant sur l'axe des X la tension de la grille par rapport au négatif du filament et sur l'axe des Y la valeur du courant dans la plaque, la tension plaque restant constante.

La figure 3 représente une de ces caractéristiques.

On voit que le courant plaque commence alors que la grille est encore négative par rapport au filament (d'une dizaine de volts dans la lampe T. M., avec 80 volts à la plaque).

Ce courant plaque croît d'abord proportionnellement à la tension grille, c'est-à-dire que la caractéristique est une droite, puis il s'infléchit vers $V_g = 15$ volts (toujours pour $V_p = 80$ volts) et devient constant à partir de $V_g = 35$ volts.

Sa valeur est égale au courant de saturation que peut fournir le filament pour une température donnée.

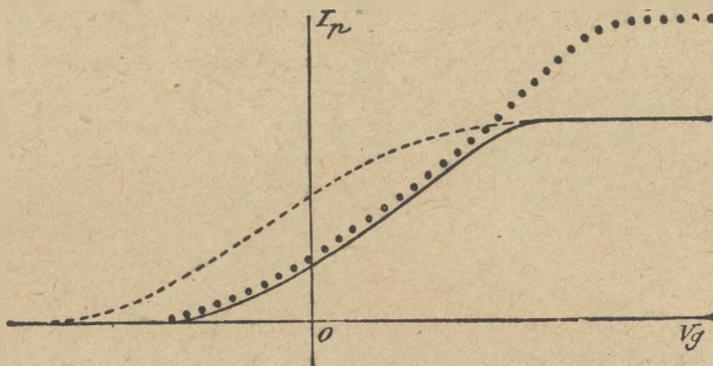


Fig. 3.

La courbe que nous venons de tracer en traits pleins sur la figure (2) se rapporte à une lampe ayant une tension plaque de 80 volts et une tension de 4 volts aux bornes du filament.

Supposons maintenant qu'on porte la tension à 4.5 volts, la température du filament augmente. La caractéristique prend l'allure figurée en points ronds sur la figure (3).

La courbe se confond tout d'abord presque complètement (un peu supérieure) avec la caractéristique correspondant au chauffage de 4 volts, mais elle continue à monter, alors que celle-ci s'infléchit et la valeur de saturation est beaucoup plus élevée.

Ceci se conçoit parfaitement puisque la température du filament dans le second cas est plus élevée.

Supposons maintenant que conservant la tension aux bornes du filament égale à 4 volts, nous portions la tension plaque de 80 à 120 volts.

La nouvelle caractéristique est celle présentée en pointillé sur la figure (3).

Élever la tension plaque a pour effet de donner à la caractéristique un glissement parallèle à l'axe des abscisses du côté des X négatifs.

Ces trois exemples que nous venons de donner suffisent pour bien mettre en évidence l'influence sur la forme de la caractéristique des trois tensions qui entrent en

jeu : Tension aux bornes du filament. Tension entre le filament et la grille. Tension entre la plaque et le filament.

Facteur d'amplification et résistance interne. — Pour pouvoir se rendre compte du fonctionnement des lampes et soumettre leurs propriétés au calcul, on a été amené à considérer deux grandeurs que nous allons définir.

Ce sont le facteur d'amplification et la résistance interne.

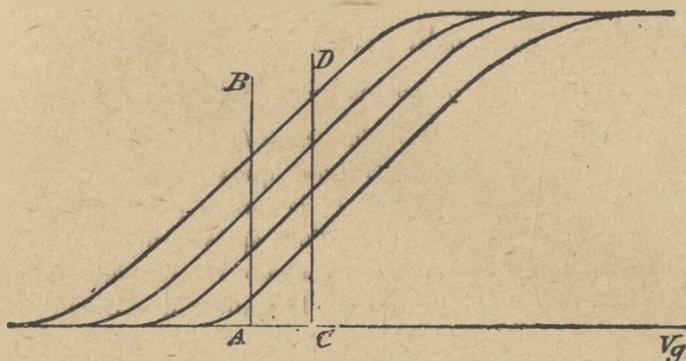


Fig. 4.

Considérons (fig. 4) un certain nombre de caractéristiques de lampes correspondant aux tensions plaques v , $v + dv$, $v + 2dv$ et $v - dv$, $v - 2dv$, nous constatons que dans une certaine région, celle comprise entre les 2 verticales AB et CD, c'est-à-dire correspondant à des tensions de grilles comprises entre $- OA$ et $+ OC$, ces caractéristiques peuvent être assimilées à des droites parallèles et équidistantes.

Donc lorsque la grille est à une tension comprise entre $- OA$ et $+ OC$ une augmentation dv de la tension plaque donne lieu à une certaine augmentation du courant filament plaque, di étant la distance verticale entre les caractéristiques correspondant à v et $v + dv$.

Ceci est une simple application de propriétés géométriques de droites parallèles ; de plus, puisque nous avons dit que toutes les caractéristiques correspondant à v , $v + dv$, $v + 2dv$ étaient équidistantes, cela veut dire par exemple que si le passage de v à $v + dv$ donne une augmentation de courant plaque di , le passage de v à $v + 2dv$, donnera une augmentation de $2di$.

Autrement dit, dans la région des tensions grille comprises entre $- OA$ et $+ OC$, l'augmentation du courant plaque est proportionnelle à l'augmentation de la tension plaque, le quotient $\frac{dv}{di}$ est une constante ρ C'est cette constante ρ qu'on appelle la résistance interne de la lampe.

Considérons la même figure, et donnons à la grille (toujours dans la région envisagée), une augmentation dv_g . La figure nous montre immédiatement que dans toute la région envisagée, cette augmentation donne la même augmentation du courant plaque.

De plus nous pouvons déduire de notre figure qu'il faudrait, pour avoir la même augmentation du courant plaque, donner à la plaque sans toucher à la tension grille une augmentation de tension plaque de dv_p telle que $dv_p = Kdv_g$, K étant un nombre plus grand que l'unité (de l'ordre de 8 à 10 pour les lampes usuelles).

Donc en vertu de ce que nous avons dit une augmentation dv_g de la tension grille produira une augmentation du courant plaque égale à $\frac{Kdv_g}{\rho}$.

Le facteur K que nous venons de définir est le facteur d'amplification.

D'autre part nous voyons d'après la figure que si nous donnons simultanément à la grille une augmentation de tension dv_g et à la tension plaque une augmentation dv , cela revient au même que si nous donnons l'une après l'autre les deux augmentations. La même chose se produit si au lieu d'augmentations ce sont des diminutions.

La variation du courant plaque sera la somme des deux variations et sera égale à

$$di = \frac{Kdv_g + dv}{\rho}.$$

Cette équation est l'équation fondamentale des lampes.

Mais nous rappelons qu'elle n'est valable que dans la région où les diverses caractéristiques peuvent être assimilées à des droites parallèles. Elle n'est plus vraie par exemple lorsqu'on approche de la saturation. Il ne faut donc pas attribuer à dv_g ou à dv des valeurs trop grandes qui nous feraient sortir des régions où nous avons le droit de raisonner comme nous l'avons fait.

Mais nous pourrions appliquer cette relation aux amplificateurs où les diverses variations de tension sont toujours faibles.

Méthode du facteur d'amplification et de la résistance interne. Méthode de Miller. — Le schéma de la figure 5 donne le montage à réaliser. L'ensemble des résistances R_2 et R_1 peut être constitué soit par 2 boîtes de résistances présentant une résistance totale d'une centaine d'ohms, soit par un fil.

Dans le premier cas, on transporte les fiches de l'une des boîtes sur l'autre, de façon à maintenir la résistance totale du circuit constante, dans le second cas on déplace un curseur sur le fil.

En S est une source de courant de fréquence musicale. On utilise avantageusement

pour cela un petit appareil du type Larsen (un téléphone placé devant un microphone) ou tout autre vibreur.

En T est placé un téléphone peu résistant de l'ordre de quelques centaines d'ohms.

Le téléphone doit être peu résistant, de même que les résistances R_1 et R_2 pour que le passage du courant plaque à travers ces résistances ne produise qu'une faible chute de tension et qu'on puisse admettre que toute la tension de la pile P est appliquée à la plaque.

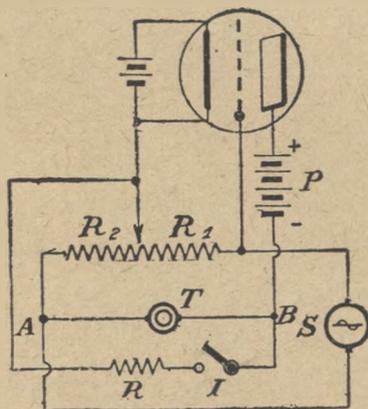


Fig. 5.

Laisant d'abord l'interrupteur I ouvert, on règle les résistances R_1 et R_2 de façon à avoir le silence dans le téléphone.

Lorsqu'il en est ainsi on a :

$$K = \frac{R_2}{R_1}.$$

En effet soit i la valeur à un instant donné du courant de fréquence musicale envoyé dans le circuit constitué par les résistances $R_1 + R_2$ par la source de fréquence musicale; ce courant produit entre le filament et la grille, une variation de tension $R_1 i$ qui produit dans le circuit filament plaque, une variation de courant égale à :

$$\frac{KR_1 i}{P}$$

Mais, d'autre part, ce courant circulant dans la résistance R_2 produit dans le circuit plaque, une variation de tension $R_2 i$ qui vient suivant son signe, s'ajouter ou se

retrancher à celles fournies par la batterie de piles P et qui tend à produire une variation de courant égale à $\frac{R_2 i}{\rho}$ en valeur absolue.

Mais il est facile de se rendre compte que, si la circulation du courant i a pour effet de rendre la grille positive par rapport au filament, par suite d'augmenter le courant plaque, la tension $R_2 i$ est de signe inverse à celui de la pile P et tend à diminuer le courant plaque.

Donc si on n'entend rien au téléphone c'est qu'il y a deux actions qui se détruisent et qu'on a :

$$\frac{KR_1 i}{\rho} = \frac{R_2 i}{\rho}$$

d'où :

$$K = \frac{R_2}{R_1}$$

Pour déterminer la résistance interne on ferme l'interrupteur I et laissant fixes les 2 résistances R_1 et R_2 , on agit sur la résistance R de façon à amener le téléphone au silence.

La résistance interne est donnée par la relation

$$\rho = R \left(K \frac{R_1}{R_2} - 1 \right).$$

En effet, puisqu'aucun courant ne circule dans le téléphone, les deux extrémités A et B doivent être au même potentiel.

Appelons zéro le potentiel du pôle négatif du filament, à un instant donné soit i l'intensité du courant de fréquence musicale fourni par la source S, le potentiel du point A est $+ R_2 i$.

Soit j la valeur alternative instantanée correspondante du courant plaque, qui passe tout entier par la résistance R, le potentiel du point B est :

$$Rj = \frac{KR_1 R i}{R + \rho}$$

d'où :

$$R_2 i = \frac{KR_1 R i}{R + \rho}$$

$$\rho = R \left(K \frac{R_1}{R_2} - 1 \right).$$

Influence d'une résistance dans le circuit plaque. L'utilisation de la puissance. — En écrivant les équations qui, servant à établir la méthode de Miller, nous avons un peu anticipé sur les équations des lampes.

Nous avons démontré jusqu'ici qu'une augmentation dv_g de la tension grille, donnait une augmentation du courant plaque di telle que

$$di = \frac{K dv_g}{\rho}$$

Supposons que dv_g ou simplement v_g soit la différence de potentiel instantanée entre la grille et le filament, le courant dans le circuit plaque a pour valeur instantanée

$$i_0 + \frac{K v_g}{\rho}$$

i_0 est une valeur constante.

$\frac{K v_g}{\rho}$ est une valeur instantanée.

Si la tension grille est une tension alternative, le courant plaque comprendra : 1° une partie continue i_0 sans action sur les téléphones (c'est pour cela que nous l'avons négligée en écrivant la première équation du pont de Miller); 2° une partie alternative; à la valeur instantanée v_g de la tension alternative correspond une valeur instantanée $\frac{K v_g}{\rho}$, donc si v_g représente la valeur efficace de la tension efficace, appliquée entre filament et grille, la valeur efficace j de la composante efficace du courant plaque sera égale à $\frac{K v_g}{\rho}$. Comme c'est la composante alternative qui a seule de l'intérêt pour nous, nous écrivons désormais l'équation de la lampe

$$j = \frac{K v_g}{\rho}$$

Mais ceci suppose qu'aucune résistance, aucun circuit d'utilisation n'est placé dans le circuit plaque, ce qui ne saurait évidemment être le cas.

Supposons que comme dans la deuxième partie du montage de Miller, une résistance R soit intercalée dans le circuit plaque.

Lorsqu'aucune différence de potentiel n'est appliquée entre la grille et le filament, il circule un courant j_0 . Si on appelle V la tension de la batterie intercalée entre filament et plaque, la tension à la plaque est :

$$V_1 = V - R j_0$$

Tout se passe au point de vue du fonctionnement permanent comme si la résistance n'existait pas et si la tension plaque était V_1 .

Appliquons maintenant une tension de valeur instantanée v_g entre le filament et la grille, il tend à se superposer au courant i_0 un courant alternatif de valeur instantanée j . A ce moment la tension entre filament et plaque n'est plus que $V_1 - R j$.

Cette diminution de la tension devrait avoir pour effet de diminuer le courant plaque de $\frac{Rj}{\rho}$, d'autre part l'action de la tension grille tend à l'augmenter de $\frac{Kv_g}{\rho}$, la valeur instantanée de la variation du courant est donc

$$j = \frac{Kv_g}{\rho} - \frac{Rj}{\rho}$$

d'où :

$$\rho j = Kv_g - Rj$$

$$j = \frac{Kv_g}{R + \rho}$$

Si V_g est la valeur efficace de la variation de la tension grille, j est la valeur efficace de la composante alternative, la seule qui nous intéresse et l'équation

$$j = \frac{Kv_g}{R + \rho}$$

est finalement l'équation générale des triodes.

Nous verrons par la suite que tout circuit d'utilisation peut être ramené à une résistance.

Mais examinons déjà le cas où ce circuit d'utilisation serait une résistance pure. En supposant que nous cherchions à utiliser l'effet amplificateur de la lampe à échauffer une résistance, quelle est l'énergie qui est dépensée par effet Joule dans cette résistance.

Puisque j est l'intensité efficace du courant alternatif d'amplification, elle est égale à

$$Rj^2$$

ou

$$\frac{RK^2v_g^2}{(R + \rho)^2}$$

Si R est nulle, cette énergie est nulle, si R est beaucoup plus grand que ρ , on peut négliger ρ devant R et écrire

$$\frac{RK^2v_g^2}{R^2} = \frac{K^2v_g^2}{R}$$

expression infiniment petite pour R infiniment grand.

Puisque, lorsque R croît de zéro à l'infini, la puissance utilisée va de zéro à zéro, dans l'intervalle elle doit passer par un maximum.

On démontre que ce maximum est atteint pour $R = \rho$.

La résistance d'utilisation doit être égale à la résistance interne de la lampe.

Ce théorème que nous avons établi pour un cas très particulier, et qui n'est pas celui de la pratique a un caractère absolument général. Il y a toujours une résistance équivalente d'utilisation qui doit être égale à la résistance interne.

Quelques remarques sur le facteur d'amplification et la résistance interne.

— Le facteur d'amplification dépend uniquement des dimensions géométriques de la lampe. On peut le calculer connaissant le diamètre du cylindre grille, le diamètre du cylindre plaque le diamètre du fil grille et le pas de l'enroulement.

Il n'en est pas de même de la résistance interne, elle dépend un peu de la tension plaque et de l'intensité du courant dans le filament. Ceci peut sembler en contradiction avec la façon dont nous l'avons définie, mais c'est qu'en réalité la région $v - dv$ et $v + dv$ dans laquelle on peut la définir comme nous l'avons fait est assez limitée.

Les principales lampes. — Nous ne saurions décrire tous les modèles de lampes utilisées soit pour la réception, soit pour l'émission.

Nous reviendrons plus tard sur ces dernières et nous dirons quelques mots des lampes de réception.

Nous n'insisterons pas sur leur forme que tout le monde connaît.

On sait que dans la lampe connue sous le nom de lampe TM et dont dérivent presque toutes les autres, la grille est constituée par un fil de molybdène ou de nickel enroulé en hélice. Le diamètre du cylindre grille est de 4 millimètres, le diamètre du fil de 0,2 mm. et le pas de l'enroulement de 1,4 mm.

La plaque est un cylindre de nickel de 10 millimètres de diamètre.

La tension de chauffage du filament est de 4 volts, le courant de chauffage est compris entre 0,6 et 0,7 ampère.

Le facteur d'amplification est de l'ordre de 10, la résistance interne est de 35 000 ohms, sous 80 volts et de 55 000 ohms sous 40 volts.

Le courant de saturation pour le chauffage sous 4 volts est d'environ 10 milliam-pères.

L'intensité du courant de chauffage assez élevée ne peut être fournie que par des accumulateurs et tout le monde sait que la recharge de ces appareils est une grosse sujétion pour ceux qui les emploient.

On pourrait évidemment diminuer la consommation en chauffant moins le filament, mais alors l'émission électronique deviendrait excessivement faible, et il est facile de comprendre que les modifications apportées par les variations de la tension grille dans un courant d'intensité faible seraient faibles (ce qui est une autre manière de dire que la résistance interne serait élevée).

Par conséquent, l'énergie mise en jeu dans le phénomène de l'amplification, celle que nous désignons tout à l'heure par Rj^2 serait très minime.

On est arrivé récemment à constituer des filaments qui pour de très faibles températures ont une émission électronique aussi élevée que le tungstène à la température de 270° à laquelle on le fait travailler à la température ordinaire.

Il existe certains corps en particulier, le thorium, qui, à température égale, fournissent une émission électronique incomparablement supérieure à celle de tungstène et par suite peuvent fournir à température plus basse la même émission.

Il ne serait pas possible de faire des filaments de thorium pur ; mais on est arrivé à incorporer le thorium dans le tungstène.

Dans ces conditions, le tungstène se recouvre d'une couche très mince (monomoléculaire), de thorium et c'est cette couche qui émet les électrons. Elle se détruit peu à peu, mais elle se reforme par du thorium venu de l'intérieur du filament et qui diffuse vers la périphérie.

Les moindres traces de gaz existant dans la lampe détruiraient rapidement cette mince couche de thorium. Il faut donc que le vide soit excellent.

Pour le réaliser, on place sur la plaque pendant la fabrication un peu de magnésium. Lorsqu'on a fait le vide par les procédés ordinaires, on chauffe la plaque au four d'induction. Le magnésium se volatilise, absorbe les dernières traces de gaz et vient se condenser sur les parois qu'il recouvre d'une couche métallique opaque. Cette couche métallique s'oppose à toute émission de gaz qui pourrait se dégager de l'ampoule.

C'est ainsi qu'on a réalisé les lampes radiomicro, microtriodes, etc.

La consommation de ces lampes dont le filament travaille au rouge sombre est très réduit.

Sous 4 volts, le filament consomme de 0,06 à 0,09 ampère. Elles peuvent donc être alimentées par des piles.

Les fabricants recommandent du reste de les faire travailler à des tensions un peu inférieures à 4 volts.

Il peut arriver qu'en poussant un peu trop le filament ou en mettant une tension un peu trop élevée sur la plaque, on ait provoqué une émission électronique trop forte. Dans ces conditions, la couche monomoléculaire de thorium se détruit trop vite pour que la diffusion ait le temps de la renouveler.

Au bout de quelque temps, cette couche de thorium a disparu, la lampe est devenue inactive.

On la régénère facilement en appliquant pendant un certain temps à ce filament une tension un peu plus faible que la tension de chauffage, aucune tension n'étant bien entendu appliquée entre plaque et filament.

Le courant grille. — Jusqu'ici nous avons supposé qu'aucun électron n'était arrêté par la grille. En réalité il n'en est pas ainsi. Quelques électrons sont arrêtés par les mailles de la grille et donnent naissance à un faible courant dans les conducteurs reliant la grille au filament.

La figure 6 représente les variations de ce courant en fonction des variations de la tension grille, la tension plaque étant constante.

Ce courant est excessivement faible, ainsi pratiquement l'ordonnée OA est inférieure à un microampère (millionième d'ampère).

Mais il est un fait assez curieux. Pour des tensions négatives de la grille par rapport au filament on voit d'abord le courant grille décroître. Ceci est naturel ; plus la grille est négative plus elle repousse les électrons.

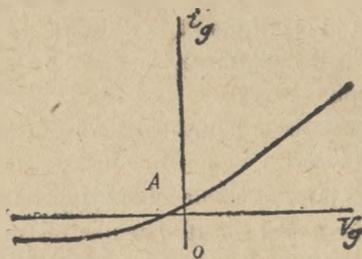


Fig. 6.

Mais le phénomène sur lequel nous voulons attirer l'attention est l'inversion du courant grille qui, comme le montre la figure 6, s'annule, change de signe, atteint une certaine valeur à laquelle il se maintient pour décroître ensuite.

La raison de cette inversion est la suivante.

Les lampes ne sont jamais parfaitement vidées. Les électrons lancés par le filament rencontrent des molécules gazeuses dans l'espace grille plaque. Elles les ionisent, c'est-à-dire les cassent en expulsant un électron qui se dirige vers la plaque et laissent un noyau chargé positivement qui se dirige vers la grille.

Lorsque les charges positives apportées ainsi à la grille l'emportent sur les charges négatives venant des électrons qu'elle arrête, il y a inversion du courant grille. On conçoit facilement que la valeur maximum du courant grille inversé est un procédé pour apprécier la valeur du vide d'une lampe.

L'existence du courant grille amène quelques complications dans le fonctionnement des lampes.

Si nous donnons à la tension grille une augmentation Δv_g , le courant grille augmente de Δi_g . $\frac{\Delta v_g}{\Delta i_g}$ est ce qu'on appelle la résistance grille

Nous avons dit que la source qui provoquait la différence de potentiel filament grille et actionnait ainsi le relais amplificateur constitué par la lampe n'avait aucune énergie à fournir. En réalité elle débitera sur cette résistance grille très élevée (de l'ordre de 800 000 ohms) et il y aura de ce fait une petite consommation d'énergie, ce qui aura pour résultat de diminuer les propriétés amplificatrices de la lampe.

Nous devons même signaler à ce point de vue un fait très curieux.

Placées sur un amplificateur à transformateurs, des lampes très bien vidées amplifient mal.

Pour ramener l'amplification à sa valeur normale il faut intercaler dans le circuit filament grille une pile rendant la grille légèrement négative par rapport au filament.

C'est qu'en effet le courant grille OA au point de fonctionnement est la différence de deux courants, le courant d'électrons et le courant d'ions positifs. Si la lampe est parfaitement vidée, le courant d'électrons existe seul, le courant grille est plus élevé, la résistance grille plus grande.

Signalons en passant un procédé pour abaisser légèrement la tension de la grille par rapport au négatif du filament.

Il suffit d'intercaler dans le conducteur reliant la grille à ce négatif un condensateur de quelques millièmes de microfarad shunté par une résistance de 3 à 4 mégohms

Cela suffit quelquefois pour augmenter notablement l'amplification d'une lampe.

La lampe comme détecteur, — Rappelons d'abord ce que c'est qu'un détecteur.

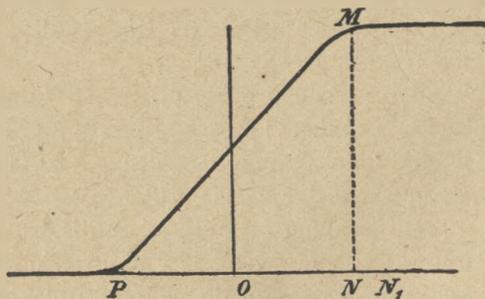


Fig. 7.

C'est un système qui laisse passer plus facilement le courant dans un sens que dans l'autre.

La lampe peut de deux façons jouer le rôle de détecteur.

1° *Détection par la plaque.* — Considérons (fig. 7) la caractéristique de la lampe.

Si au moyen d'une batterie de piles nous fixons le potentiel de la grille à une valeur telle que ON, de façon que la valeur MN soit voisine du courant de saturation, dans le coude de la caractéristique, une augmentation NN_1 de la tension grille ne donne presque aucune augmentation du courant plaque. Au contraire une diminution NN_1 de la tension grille provoquera une notable diminution du courant plaque. Le coude supérieur de la caractéristique se prête donc théoriquement à la détection.

Pratiquement ce point conviendrait mal, car pour le point de fonctionnement ON, le courant grille est important, la résistance filament grille faible, il y aurait une consommation importante d'énergie dans le circuit filament grille.

Pareil inconvénient ne se manifeste pas sur le coude inférieur.

Si nous fixons le potentiel de la grille à la valeur OP, négative par rapport au filament on voit immédiatement que des variations positives de la tension grille provoquent des variations plus importantes du courant plaque que des variations négatives. C'est cette région qu'il convient de choisir quand on veut détecter par la plaque. Ici la résistance grille est pratiquement infinie, mais la résistance interne de la lampe est assez élevée.

2° *Détection par la grille.* — Supposons que la différence de potentiel à détecter soit intercalée (fig. 8) entre le positif du filament et la grille. Sur le conducteur allant à la grille, intercalons un petit condensateur de l'ordre de quelques dix millièmes de microfarad shunté par une résistance de 4 à 5 mégohms.

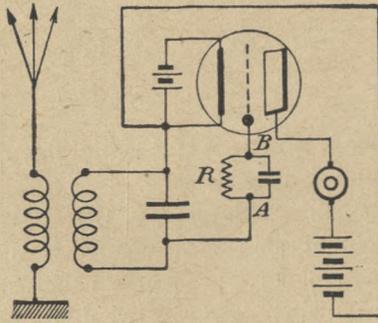


Fig. 8.

Soit i la valeur du courant grille, à un moment où la tension des oscillations à détecter est nulle.

La différence de potentiel entre la grille B et le filament est en désignant par zéro le potentiel du négatif du filament $+4 - Ri$ (nous appelons R la haute résistance intercalée). Si la tension à détecter prend une valeur positive $+v$, le courant filament grille prend une valeur plus élevée $i + i_1$ et la tension au point B de la fig. 8 est

$$+4 + v - R(i + i_1)$$

ou en posant

$$\begin{aligned} + 4 - Ri &= v_0 \\ v_0 + v - Ri_1. \end{aligned}$$

Si au contraire la tension à détecter prend une valeur négative $-v$, le courant filament grille prend une valeur $i - i_2$ et la tension de la grille par rapport au filament est

$$v_0 - v + Ri_2.$$

Si on avait $i_1 = i_2$, la grille serait soumise à des tensions alternatives égales et de signes contraire par rapport au potentiel de fonctionnement normal v_0 . Il y aurait dans la plaque des fluctuations égales et de signe contraire, mais aucune détection.

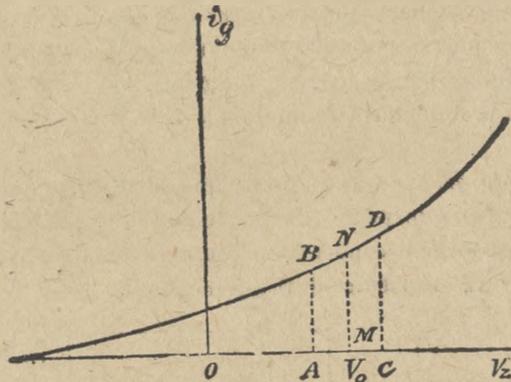


Fig. 9.

Mais si nous envisageons la caractéristique grille (fig. 9) nous voyons qu'elle a une courbure assez prononcée, au voisinage de v_0 .

Donc $i_2 = MN - AB$ est plus petit que $i_1 = CD - MN$.

L'augmentation de courant plaque correspond à l'alternance positive $v - Ri_1$, sera plus petite que la variation correspondant à l'alternance négative $-(v - Ri_2)$. Les variations provoquées par l'alternance négative du courant à détecter sur le courant plaque seront plus importantes que celles correspondant à l'alternance positive.

Il y aura bien détection.

Au lieu de placer la résistance élevée R en shunt sur le petit condensateur, on peut la placer entre le point A et le positif du filament. Le résultat est le même.

Le petit condensateur lui, sert au passage des oscillations

La lampe à deux grilles. — Comme nous l'avons dit le facteur d'amplification ne dépend que des données géométriques de la lampe.

Il semble donc facile par des dimensions convenablement choisies, d'augmenter considérablement ce facteur. Malheureusement tout ce qui tend à augmenter ce facteur a aussi pour effet d'augmenter la résistance interne.

On est donc amené, si on veut utiliser des lampes à grand facteur d'amplification à intercaler dans les circuits plaque des résistances élevées.

Outre l'inconvénient d'utiliser de semblables résistances, comme elles provoquent par suite du courant permanent une chute de tension, pour obtenir entre le filament et la plaque proprement dite la différence de potentiel convenable, il sera nécessaire d'utiliser pour alimenter la plaque une tension très élevée.

Il existe pourtant un moyen qui permet d'utiliser des lampes de grand coefficient d'amplification, n'ayant pas une résistance interne trop élevée. C'est de diminuer le diamètre du cylindre grille. Mais on est arrêté dans cette voie par des considérations mécaniques.

Il est impossible de trop rapprocher la grille du filament sinon ce dernier s'incurvant toujours un peu sous l'action de la chaleur, risque de venir toucher la grille.

La lampe à deux grilles permet d'éviter ces inconvénients.

La grille intérieure la plus lâche (c'est-à-dire dont les fils sont plus espacés) est portée à un potentiel positif de quelques volts (6 à 10) par rapport au filament. Etant assez rapprochée du filament, elle attire énergiquement les électrons qui la traversent. Cette grille intérieure se comporte comme la source d'émission des électrons par rapport à la grille extérieure et à la plaque.

Les grilles étant rigides, on peut rapprocher la première grille de la deuxième et on obtient des lampes de grand facteur d'amplification et de faible résistance interne qui fonctionnent même sous des tensions plaque bien inférieures à celles nécessaires pour des lampes ordinaires.

Tel est le principe des lampes françaises à deux grilles.

Dans les lampes allemandes on emploie un montage différent. La grille intérieure est lâche, le facteur d'amplification K_1 de cette grille est faible, la deuxième grille est serrée, son facteur d'amplification K_2 est élevé.

La tension à amplifier est appliquée entre la première grille et le filament.

Une tension d'une vingtaine de volts par exemple est appliquée entre le filament et la deuxième grille, la tension plaque étant par exemple d'une trentaine de volts.

On démontre que, avec ce montage, le facteur d'amplification est égal au produit $K_1 K_2$.

Ainsi avec $K_1 = 3$, $K_2 = 30$ et les tensions indiquées plus haut, on obtient une amplification de 90.

CHAPITRE III

LES AMPLIFICATEURS

Nous examinerons d'abord le cas de ce que nous autres radiotélégraphistes nous appelons des amplificateurs basse fréquence et qu'un électricien ordinaire appellerait amplificateurs pour fréquences musicales.

Historiquement, ce sont les premiers réali-és et l'étude de la réalisation de ces appareils nous aidera à comprendre celle des appareils pour haute fréquence.

Envisageons d'abord le cas d'un amplificateur à une seule lampe. Cherchons la valeur à donner aux écouteurs téléphoniques intercalés dans le circuit plaque.

L'écouteur est parcouru normalement par le courant i_0 de la plaque.

Lorsqu'une tension alternative de fréquence musicale est appliquée entre le filament et la grille à i_0 vient se superposer un petit courant alternatif de fréquence musicale qui fait vibrer la plaque du téléphone. Soit i la valeur maximum de ce courant, n le nombre de spires du téléphone, l'attraction maximum qui s'exerce sur la plaque du téléphone est proportionnelle à ni , elle est Kni . Le déplacement maximum de la plaque est donc aussi proportionnel à ni soit $K'ni$. Or, on démontre que l'énergie de la vibration sonore est proportionnelle au carré de l'amplitude de la vibration. L'énergie sonore est donc proportionnelle à n^2i^2 ou à $n^2i_1^2$, en désignant par i_1 la valeur efficace du courant alternatif.

Mais la résistance du téléphone est proportionnelle au carré du nombre de spires. En effet si, par exemple, on veut mettre deux fois plus de spires le fil devra avoir une section deux fois moindre ce qui doublera la résistance de chaque spire. De plus comme il y aura deux fois plus, la résistance totale sera quatre fois plus grande. On peut donc dire que l'énergie sonore est proportionnelle au produit de la résistance par le carré de l'intensité efficace du courant alternatif, qu'elle est de la forme ARi_1^2 .

D'autre part nous avons vu que si on désignait par v_g la valeur efficace de la tension appliquée entre le filament et la grille on aurait

$$i_1 = \frac{kv_g}{R + \rho}$$

l'énergie sonore est donc proportionnelle à

$$\frac{k^2 v_g^2 R}{(R + \rho)^2}$$

et on peut démontrer comme précédemment que cette expression est maximum quand

$$R = \rho.$$

C'est pour cela qu'il convient d'employer des écouteurs de haute résistance.

Il serait pratiquement impossible de réaliser des écouteurs de 24 à 30 000 ohms.

On emploie des écouteurs de 2 000 ou de 4 000 ohms.

Il ne faut pas oublier du reste que ce qu'on appelle résistance d'un écouteur c'est sa résistance en courant continu. Cette résistance est plus que doublée en courant alternatif de fréquence musicale. La résistance d'un casque de 4 000 ohms est en courant de fréquence 1 000 de l'ordre de 10 000 ohms.

Mais l'amplification donnée par une seule lampe serait insuffisante dans bien des cas. Aussi monte-t-on plusieurs lampes amplificatrices en série, les liaisons étant faites soit par transformateurs, soit par résistances.

Amplificateurs à liaisons par transformateurs. — La figure 10 donne le montage d'un amplificateur à liaison par transformateur à trois lampes.

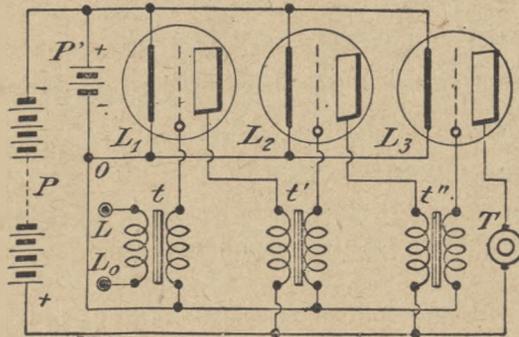


Fig. 10.

Pratiquement il est possible de monter jusqu'à 3 lampes en série. Au delà on se heurte à certaines difficultés sur lesquelles nous reviendrons.

Le primaire d'un transformateur est intercalé dans le circuit plaque, le secondaire est connecté entre le négatif du filament et la grille de la lampe suivante. On se rend compte que les variations du courant plaque dans le circuit primaire produisent dans le secondaire des variations de tension qui agissent entre la grille et le filament de la seconde lampe.

Quel nombre de spires convient-il de choisir pour ces transformateurs ?

Le nombre de spires primaires doit être assez élevé, pour que des variations de courant assez faible donnent naissance à des variations d'induction importantes dans le fer du transformateur.

Quant au rapport entre le nombre de spires primaires et le nombre de spires secondaires on pourrait le déduire des considérations suivantes.

Considérons un transformateur parfait (sans fuites et dont le noyau serait constitué par du fer très perméable). Soit n_1 le nombre de spires primaires, n_2 le nombre de spires secondaires. R la résistance intercalée entre les deux bornes du secondaire.

Posons $\frac{n_2}{n_1} = n$. On démontre qu'au point de vue de ce qui se passe dans le circuit primaire, on pourrait supprimer le transformateur et le remplacer par une résistance R' telle que

$$R' = \frac{R}{n^2}.$$

Donc dans le cas des transformateurs de liaison, désignons provisoirement par R (nous verrons plus loin ce que cela désigne) la résistance sur laquelle travaille le secondaire. Si nous appelons encore n le rapport de transformation tout se passe au point de vue du circuit plaque de la première lampe comme si on avait intercalé dans ce circuit primaire une résistance $R' = \frac{R}{n^2}$.

Mais nous avons vu plus haut que les conditions optimum seraient remplies si $R' = \rho$. ρ résistance interne de la lampe. La relation $\frac{R}{n^2} = \rho$, en admettant que nous connaissions R permettrait de calculer n .

Maintenant que représente R ? Les premiers constructeurs qui ont essayé de réaliser des transformateurs de liaison dans les amplificateurs, ont tenu le raisonnement suivant.

Nous savons qu'un léger courant circule de la grille au filament. Donnons à la tension grille, une légère augmentation Δv_g , le courant filament grille prend une augmentation Δi_g . Le quotient $\frac{\Delta v_g}{\Delta i_g}$ représente la résistance filament grille. C'est sur cette résistance que travaille le secondaire du transformateur. Si nous appelons ρ' cette ré-

sistance qu'on peut mesurer, le rapport de transformation doit être calculé par la formule

$$\frac{\rho'}{n^2} = \rho.$$

Ce raisonnement peut être exact dans certains cas.

Nous avons dit que sur un amplificateur à transformateurs, certaines lampes trop bien vidées amplifiaient mal. C'est précisément parce que dans ces lampes qui donnent au point de fonctionnement (grille au potentiel négatif du filament), un courant grille assez élevé, la résistance ρ' est faible, le rapport de transformation ne convenait plus.

Mais nous avons dit qu'il suffisait d'intercaler une pile entre le filament et la grille pour rétablir l'amplification habituelle. On se replace dans la région de courant grille convenable.

Ceci suffit pour nous montrer que le raisonnement précédent est insuffisant.

Il suffirait de se placer, en intercalant une différence de potentiel convenable, dans la région où il n'y a plus de courant grille proprement dit (plus d'absorption d'électrons par la grille), pour que ρ' devienne infini. Le secondaire du transformateur de liaison travaillerait en circuit ouvert et il semble qu'on aurait intérêt à donner au rapport de transformation la plus grande valeur possible.

En réalité, abstraction faite du courant filament grille, tout se passe comme si le secondaire du transformateur de liaison travaillait sur une résistance dont la valeur dépend de ce qui est intercalé dans le circuit plaque de la seconde lampe. Nous ne pouvons en donner ici la démonstration un peu compliquée au point de vue mathématique. Nous dirons que c'est simplement une conséquence du fait qu'il y a une certaine capacité entre la grille et la plaque. Donc la résistance fictive filament grille dépend aussi de cette capacité grille plaque, de la fréquence du courant à amplifier et de la nature des conducteurs qui se trouvent dans le circuit plaque.

Nous énoncerons les principes suivants :

Si dans le circuit plaque de la seconde lampe se trouve intercalée, une résistance ou une capacité, la résistance fictive est vraiment une résistance.

Si, au contraire, c'est une self-induction qui est intercalée, pour certaines fréquences, l'application des formules conduit à une résistance négative.

Nous verrons dans la suite que l'idée de résistance négative est équivalente dans certains cas à celle de productions d'oscillations, nous concevons déjà qu'il y a là une explication du phénomène bien connu d'amorçages d'oscillations dans les amplificateurs et nous concevons aussi qu'on peut les supprimer, soit en modifiant la capacité grille plaque par l'adjonction d'une capacité auxiliaire, soit en modifiant par une capacité mise en parallèle la self-induction du circuit d'utilisation.

Il est donc bien difficile de connaître la valeur à attribuer à la résistance filament

grille pour l'introduire dans le calcul indiqué plus haut, puisque cette résistance dépendra de ce que nous placerons comme circuit d'utilisation dans la plaque de la deuxième lampe et de la fréquence du courant à amplifier.

Quoi qu'il en soit, désignons par ρ' cette résistance, nous avons vu qu'au point de vue de la première lampe, tout se passera comme si une résistance $\frac{\rho'}{n^2}$ était intercalée dans le circuit plaque de cette lampe.

Soit e_1g la tension appliquée entre le filament et la grille de la première lampe, la tension aux bornes de la résistance fictive équivalente au transformateur sera :

$$\frac{Ke_1g \times \frac{\rho'}{n^2}}{\rho + \frac{\rho'}{n^2}}$$

La tension e_2g aux bornes du secondaire, c'est-à-dire entre le filament et la grille de la deuxième lampe sera

$$e_2g = \frac{nKe_1g \times \frac{\rho'}{n^2}}{\rho + \frac{\rho'}{n^2}}$$

et le facteur d'amplification en volt du système

$$\frac{e_2g}{e_1g} = \frac{nK \frac{\rho'}{n^2}}{\rho + \frac{\rho'}{n^2}}$$

On démontrerait comme précédemment, que ce facteur d'amplification en volt est maximum quand

$$\rho = \frac{\rho'}{n^2}$$

Le facteur d'amplification en volt maximum est donc

$$\frac{nK}{2}$$

Pratiquement surtout dans les appareils basse fréquence et en tenant compte de la remarque faite sur les lampes trop bien vidées la résistance ρ' est très élevée, de l'ordre du mégohm (million d'ohms).

En supposant $\rho = 30\,000$ ohms, on devrait avoir

$$30\,000 = \frac{10^6}{n^2}$$

ce qui conduirait à des rapports de transformation voisins de 6.

Généralement on utilise des rapports de transformation voisins de 4 à 5. On est, en effet, limité dans l'augmentation du rapport de transformation.

Si on cherche en effet à avoir des transformateurs à grand rapport de transformation, on est amené à mettre beaucoup de spires sur le secondaire, ces fils très voisins présentent entre eux de la capacité.

On démontre que l'influence de la capacité entre fils est équivalente à une petite capacité placée entre les deux extrémités du secondaire.

L'effet de cette capacité est complexe.

Dans bien des cas elle nuit au bon fonctionnement du transformateur. C'est donc pour qu'elle ne soit pas trop grande qu'on cherche à ne pas trop mettre de spires au secondaire et qu'on se tient au-dessous du rapport de transformation optimum.

Il est des cas, au contraire, où cette capacité a pour effet d'augmenter l'amplification en volts pour une fréquence donnée du courant à amplifier.

Les transformateurs en effet, ne sont pas parfaits. Ils présentent ce qu'on appelle des fuites, c'est-à-dire que toutes les lignes de force d'induction, produites par le circuit primaire ne restent pas dans le fer et ne traversent pas l'enroulement secondaire.

On démontre que l'influence des fuites est équivalente à l'introduction d'une bobine de self induction d'inductance donnée en série avec un transformateur parfait.

Dans ces conditions, l'ensemble du circuit plaque et du transformateur est équivalent au schéma donné dans la figure 11.

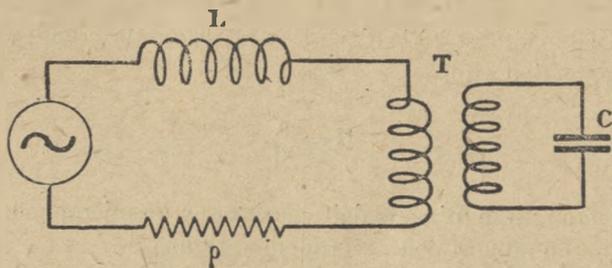


Fig. 11.

Dans cette figure nous avons représenté par un alternateur donnant une force électromotrice Keg l'action de la grille sur le circuit plaque, par p la résistance interne de la lampe, par L la self-induction équivalente aux fuites, par T le transformateur supposé parfait et par C la capacité équivalente à la capacité entre fils du secondaire.

On reconnaît que ce schéma est la reproduction du montage utilisé jadis pour la production des ondes amorties et qu'on appelait montage en résonance.

On voit que pour une fréquence donnée qui dépend des valeurs de L et de C , la tension aux bornes du transformateur peut devenir très grande.

C'est pour cela que presque tous les transformateurs ont une fréquence privilégiée qu'ils amplifient particulièrement bien.

Si cette fréquence (et c'est très souvent le cas), correspond à une des fréquences de la parole ou à une fréquence musicale, l'amplificateur aura une tendance à donner une prédominance à cette note. Il y aura tendance à la déformation de la parole ou de la musique.

Nous donnons comme exemple, les données d'un bon transformateur de basse fréquence.

Le transformateur est construit en tôles au silicium de 2,5 dixièmes de millimètres.

La section du fer est de 5 centimètres carrés.

Le primaire comporte 3 200 spires de fil émaillé de 15/100 de millimètre, le secondaire, 15 000 spires de 10/100.

Les enroulements primaires et secondaires sont superposés mais enroulés sur des bobines cloisonnées comprenant chacune 800 spires pour le primaire et $\frac{15\,000}{4}$ spires pour le secondaire.

Dans la figure 10 représentant l'amplificateur basse fréquence à trois lampes, nous avons représenté un transformateur d'entrée.

Le rapport de transformation de ce transformateur se calcule par des considérations identiques à celles indiquées pour les transformateurs de liaison. Si on désigne par R la résistance du circuit extérieur par ρ' la résistance du circuit filament grille de la première lampe, on doit avoir

$$R = \frac{\rho'}{n^2}$$

Ainsi par exemple, si le primaire doit consister en un microphone d'une trentaine d'ohms, on prendra un rapport de transformation de 20 à 30.

De plus, il faut ici que la résistance de l'enroulement du primaire (résistance que nous avons toujours négligée jusqu'ici), ne soit pas trop grande. Dans le cas envisagé, on devra pour ce primaire prendre du fil assez gros et ne pas mettre trop de spires de façon à ce que la résistance soit de l'ordre de 15 à 20 ohms.

Si au contraire on veut amplifier le courant détecté par une galène, on prendra comme rapport de transformation 6 à 7.

On laissera le même nombre de spires au secondaire et on augmentera le nombre des spires primaires, ce qui conduira à une résistance primaire d'une centaine d'ohms.

Dans la figure 10 le téléphone est placé directement dans le circuit plaque. Dans certains cas il est le secondaire d'un transformateur. Cette précaution n'est pas utile,

mais on croit souvent bon de la prendre pour éviter aux écouteurs d'être désaimantés par le passage continu du courant plaque.

Ces transformateurs de sortie sont de rapport 1. On les constitue de deux enroulements identiques au primaire des transformateurs de liaison.

Amplificateurs à liaisons par résistances. — La fig. 12 représente un certain nombre de lampes couplées par ce procédé.

Une résistance élevée de l'ordre de 70 000 à 75 000 ohms est intercalée dans la plaque d'une lampe ; une capacité dont la grandeur dépend des fréquences que l'on veut amplifier réunit l'extrémité de cette résistance la plus rapprochée de la plaque à la grille de la lampe suivante.

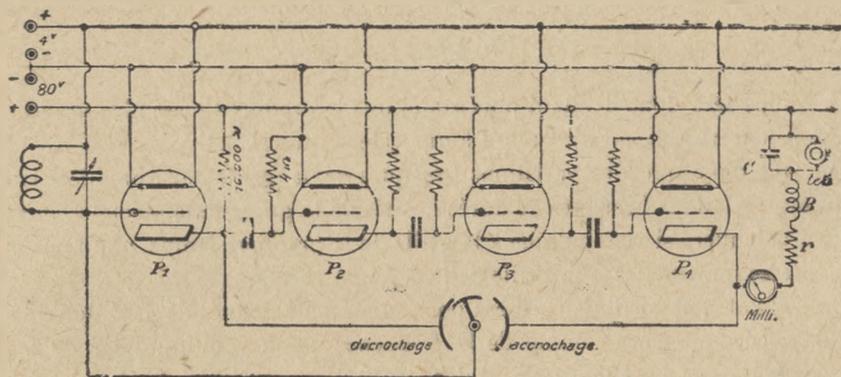


Fig. 12

Cette grille est, d'autre part, réunie par une résistance très élevée (4 à 5 mégohms) au négatif du filament.

Dans ces conditions, cette grille est donc normalement au potentiel du négatif du filament. Mais si on fait varier brusquement le potentiel de la grille de la première lampe, si par exemple on l'élève, le courant plaque augmente ; par exemple, le courant filament plaque dont la valeur était égale à i devient $i + \Delta i$.

L'extrémité de la résistance la plus rapprochée de la plaque était primitivement au potentiel $U - Ri$, U tension de la batterie plaque, R valeur de la résistance, il tombe à $U - Ri - R\Delta i$.

Le potentiel de l'armature du condensateur reliée à cette extrémité passe aussi de $U - Ri$ à $U - Ri - R\Delta i$. Si l'autre armature était isolée, la charge du condensateur devant rester constante, son potentiel s'abaisserait aussi de $R\Delta i$. Pratiquement l'armature n'est pas isolée puisque, comme nous l'avons dit, elle est reliée au négatif du filament par l'intermédiaire d'une résistance élevée.

Elle tendra donc à se remettre au potentiel du négatif du filament, mais lentement. Pour la ramener à ce potentiel, il faudra lui fournir une quantité d'électricité égale à $CR\Delta i$.

Le courant qui circulera du négatif du filament vers cette armature sera au maximum $\frac{R\Delta i}{\rho}$ (ρ valeur de la résistance élevée).

En admettant que ce courant soit constant (ce qui n'est pas vrai, mais nous faisons cette hypothèse pour éviter un calcul un peu compliqué), la grille de la deuxième lampe n'aurait repris sa charge qu'au bout d'un temps dt tel que

$$CR\Delta i = \frac{R\Delta i}{\rho} dt$$

ou

$$dt = C\rho.$$

Ce temps sera donc d'autant plus grand que le produit $C\rho$ est plus grand.

(Le calcul correct aurait conduit à une valeur plus grande pour le temps dt).

On voit donc que des variations brusques de la grille de la première lampe entraînent des variations brusques de durée limitée de la grille de la seconde lampe.

En particulier, si on applique à la grille de la première lampe une tension alternative, elle se transmettra à la grille de la seconde lampe.

On conçoit également dans ce cas pour une valeur donnée de ρ , C doit avoir une capacité choisie en tenant compte de la fréquence qu'on veut amplifier de façon à ce que le condensateur ait le temps de se décharger à travers la résistance ρ .

Pour $\rho = 4$ mégohms, les valeurs les plus convenables sont les suivantes :

Fréquence	Capacités (microfarads)	Fréquence	Capacités (microfarads)
100 000	0,00005	30	0,15
30 000	0,00015	3	1,5
3 000	0,0015	0,3	15
300	0,015		

L'amplification en volts d'un appareil à résistances, est bien moindre que celle d'un appareil à transformateurs.

Soit e_1g la tension efficace appliquée à la grille de la première lampe, la variation de tension à l'extrémité de la résistance R est en appliquant une équation souvent utilisée

$$e_2 = \frac{Ke_1gR}{R + \rho}$$

et l'amplification en volts

$$\frac{e_2}{e_1} = K \frac{R}{R + \rho}$$

ρ résistance interne de la plaque à 30 000 ohms.

Si on fait $R = 70\,000$, on trouve pour amplification en volts

$$K \frac{70\,000}{100\,000}$$

Il suffit de comparer à l'expression donnée plus haut pour le cas des liaisons par transformateurs en faisant $n = 4$ par exemple pour se rendre compte de la différence d'amplification en volts dans les deux cas.

Il faudra donc plus de lampes dans les appareils à liaison par résistances que dans les appareils à liaison par transformateurs pour obtenir le même résultat.

Divers modèles de résistances ont été utilisés : Résistances en charbon, en crayon, en papier crayonné. On a essayé également des résistances constituées par des dépôts métalliques très minces obtenus par pulvérisation cathodique sur les parois d'un tube de verre.

Toutes ces résistances ont l'inconvénient de s'altérer avec le temps. Elles présentent aussi des variations brusques et perpétuelles qui donnent des bruits de friture dans les appareils.

On a utilisé parfois des résistances métalliques de 50 000 ohms constituées par du fil de manganin enroulé en bobine plate.

Les résistances de 4 mégohms sont constituées le plus souvent par du papier plombagine ou enduit d'encre de Chine et recouvert de paraffine pour le protéger.

Ces résistances s'altèrent également très rapidement.

Amplificateur à résonance. — Supposons que dans le montage par liaison à résistance, on remplace la résistance élevée par un système composé d'une bobine de self-induction et d'une capacité en parallèle.

Si la bobine était une inductance pure, c'est-à-dire sans résistance, si la capacité est parfaitement isolée, on démontre que, pour les courants alternatifs ayant une pulsation ω telle que

$$LC\omega^2 = 1$$

C valeur de la capacité dans le système électromagnétique C. G. S., L coefficient de self-induction de la bobine; dans le même système d'unités, l'ensemble bobine de self-induction, capacité se comporte comme une résistance de valeur infiniment grande.

Pratiquement, les conditions que nous avons indiquées pour la bobine de self-induction et la capacité ne peuvent être remplies.

En particulier, il est absolument impossible de réaliser une bobine de self-induction sans résistance. Soit r cette résistance. On démontre que dans ce cas pour les courants alternatifs de fréquence telle que $LC\omega^2 = 1$, l'ensemble self induction capacité est équivalent à une résistance

$$R = \frac{L}{Cr}.$$

Si donc on fait L grand, C petit, r suffisamment faible, tout se passe encore pour les courants alternatifs de pulsation ω comme s'il s'agissait d'un amplificateur à résistance, dont R serait la valeur de la résistance de liaison. Or, nous avons vu que le facteur d'amplification en volts pour un amplificateur à résistances est

$$K \frac{R}{R + \rho}.$$

Si R est très grand, on peut négliger ρ devant R et le facteur d'amplification devient égal à K .

Mais dans l'amplificateur à résistance ordinaire, on est limité dans les valeurs à donner à R , par ce fait que le courant permanent filament plaque, produit une chute de tension dans la résistance R .

La tension réelle entre le filament et la plaque, en appelant U la tension de la batterie d'alimentation et i_0 le courant permanent filament plaque, n'est plus que $U - Ri_0$. Si on donne à R des valeurs trop grandes, la tension filament plaque devient faible, la résistance interne de la lampe devient grande. En même temps qu'on augmente R , on augmente ρ .

C'est pour cela que nous avons dit plus haut que pour les lampes ordinaires, alimentées sous 80 volts, il ne convenait pas de donner à R des valeurs supérieures à 80 000 ohms.

Cet inconvénient n'existe pas pour les amplificateurs à résonance. Ce n'est que pour les courants alternatifs de pulsation ω que l'ensemble self induction capacité est équivalent à une résistance élevée. Pour le courant permanent, ce qui intervient c'est la résistance ohmique r toujours très faible de la bobine, la tension $U - ri_0$ est très voisine de l' U . On peut donc par un dimensionnement convenable de L , de C et de r donner à la résistance équivalente R , une valeur très grande et avoir une amplification en volts très voisine de K .

On peut même aller plus loin et en n'intercalant dans le circuit plaque qu'une partie des spires de la bobine de self-induction obtenir des amplifications en volts plus grandes que K mais seulement pour les courants alternatifs de pulsation ω telle que $LC\omega^2 = 1$.

En résumé nous voyons que les amplificateurs à résistance amplifient également bien toutes les fréquences, du moins dans une bande de fréquences assez élevées.

De même l'amplificateur à transformateur amplifie bien toute une bande de fréquence, mais par suite des capacités entre les enroulements cette amplification n'est pas constante. Il y a une fréquence privilégiée et l'amplification diminue progressivement de part et d'autre de cette fréquence. Si on s'en sert pour amplifier la parole, il peut y avoir des phénomènes de déformation.

L'amplificateur à résonance n'amplifie qu'une seule fréquence.

Il ne conviendrait donc nullement comme amplificateur téléphonique.

Mais on utilise fréquemment comme amplificateur de basse fréquence placé derrière un amplificateur haute fréquence et une lampe détectrice.

On fait en sorte que la fréquence de la note de la transmission à recevoir soit précisément celle qu'amplifie l'appareil.

On évite ainsi les brouillages dus aux autres transmissions et la gêne causée dans les postes à arc par l'onde de repos.

Les accrochages dans les amplificateurs. — Il arrive souvent que les amplificateurs à plusieurs lampes font entendre dans le téléphone un son musical qui prend naissance dans l'appareil. On dit que l'appareil s'accroche. Nous allons donner une explication de ces amorçages d'oscillations, cette explication devant nous être utile dans la suite pour expliquer la production d'oscillations par les lampes à 3 électrodes.

Il y a toujours une liaison électrique entre l'entrée de l'amplificateur et sa sortie, soit par suite d'un isolement qui n'est pas assez élevé, soit le plus souvent par suite de capacités électrostatiques (capacité des accumulateurs par rapport au sol, capacité de l'appareil, capacité même par rapport au sol de l'opérateur qui porte les écouteurs téléphoniques).

Il résulte qu'une fraction petite, mais finie de la différence de potentiel amplifiée qui sort de l'appareil vient agir sur le circuit d'entrée pour être amplifiée de nouveau et ainsi de suite.

Examinons de plus près comment toutes ces différences de potentiel successivement amplifiées se superposent.

Cette étude est très facile en employant la représentation vectorielle des courants alternatifs, mais pour faciliter la tâche des lecteurs peu habitués aux mathématiques nous représenterons dans nos figures les courants alternatifs eux-mêmes.

Supposons qu'on applique à l'entrée de l'amplificateur une différence de potentiel alternative de la forme $e \sin \omega t$.

Soit 10 pour fixer les idées, d'amplification de l'appareil étudié. Nous trouvons à la

sortie une différence de potentiel alternative de même fréquence et d'amplitude maximum $10e$. Supposons que le millième de cette différence de potentiel amplifiée vienne agir sur l'entrée de l'amplificateur c'est une différence de potentiel $\frac{10e}{1000} = \frac{e}{100}$ qui, amplifiée donne naissance à une différence de potentiel alternative à la sortie $\frac{10e}{100} = \frac{e}{10}$. Celle-ci renvoie à son tour $\frac{e}{10} \times \frac{1}{1000} = \frac{e}{10000}$ à l'entrée de l'amplificateur qui, amplifiée, donne $\frac{e}{1000}$ etc.

Nous avons donc à la sortie de l'appareil superposition de différences de potentiel alternatives de même fréquence d'amplitude maximum $10e$, $\frac{e}{10}$ etc.

Maintenant il s'agit de différences de potentiel alternatives qui peuvent ne pas passer par leur valeur maximum en même temps.



Fig. 13.

Supposons que comme dans la figure 13 où nous avons représenté une demi-période de toutes ces différences de potentiel amplifiées elles passent toutes par leur maximum en même temps, autrement dit qu'elles sont en phase. Leur résultante est évidemment une différence de potentiel alternative dont l'amplitude maximum est

$$10e + \frac{e}{10} + \frac{e}{1000} + \dots = 10e\left(1 + \frac{1}{100} + \frac{1}{10000} \dots\right).$$

Le terme entre parenthèses est ce qu'on appelle en mathématique une progression géométrique décroissante de raison $\frac{1}{100}$. On démontre que cette somme infinie de termes devenant de plus en plus petits, est égale à un nombre fini naturellement plus grand que 1.

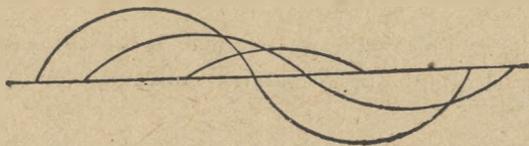


Fig. 14.

Donc par le fait que pour une raison quelconque, une partie de la différence de potentiel amplifiée vient réagir sur l'entrée de l'amplificateur, la différence de potentiel amplifiée qui aurait dû être $10e$ est plus grande que $10e$, mais a une valeur finie.

Si maintenant les diverses différences de potentiel ne sont plus en phases, mais sont légèrement décalées (fig. 14).

Les premiers termes les plus importants s'ajoutent encore et on conçoit facilement que la différence de potentiel soit encore un peu plus grande que s'il n'y avait pas eu réaction entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur.

Mais si le décalage est plus marqué, comme sur la figure 15, on voit qu'au lieu de s'ajouter à la différence de potentiel principale les différences de potentiel de réaction les plus élevées s'en retranchent il y a diminution d'amplification.

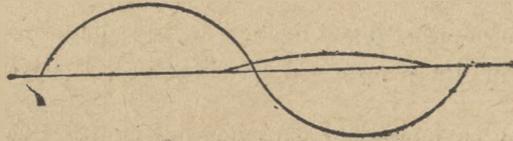


Fig. 15.

Ainsi suivant les phases respectives des composantes de réaction, il y a augmentation ou diminution de l'amplification mais en aucun cas il n'y a eu accrochage.

Supposons maintenant que l'amplification soit encore 10 mais que le cinquième de la différence de potentiel amplifiée soit renvoyée sur l'entrée. Nous appliquons une différence de potentiel e , qui donne une différence de potentiel $10e$, la différence de potentiel renvoyée à l'entrée est $\frac{10e}{5} = 2e$ qui amplifiée donne $20e$ etc.

Si nous supposons encore que toutes ces différences de potentiel soient en phases, nous avons comme composante une somme de terme de la forme

$$10e + 20e + 40e + \dots = 10e(1 + 2 + 4 \dots).$$

Le terme entre parenthèses est cette fois-ci une progression géométrique croissante.

Mathématiquement, la somme de tous les termes est infinie. Pratiquement, il ne saurait en être ainsi, mais ce qu'on peut dire c'est que l'amplification est excessivement grande.

Pour qu'il en soit ainsi il faut : 1° que la fraction de la différence de potentiel à la sortie renvoyée sur l'entrée soit grande; 2° que toutes ces différences de potentiel soient en phase.

Or la phase de toutes ces différences de potentiel dépend évidemment de la self-induction des appareils de liaison entre lampes, de la capacité des lampes, mais aussi de la fréquence du courant envisagé. Pour le comprendre, il suffit de se rappeler que dans un circuit alternatif le décalage du courant sur la tension est la forme $\frac{L\omega}{R}$.

Donc pour un amplificateur donné, il y aura toujours une certaine fréquence pour laquelle notre condition 2 (les différences de potentiel de réaction en phase) sera satisfaite.

Si en même temps la condition 1 (réaction importante entre l'entrée et la sortie), est aussi satisfaite, dès que pour une raison quelconque, choc électrique ou autre, une différence de potentiel alternative de cette fréquence aura pu se produire elle donnera naissance à la sortie à une différence de potentiel excessivement élevée qui réagira sur l'entrée et le phénomène une fois amorcé s'entretiendra.

C'est pour cela qu'un amplificateur donné est susceptible de s'accrocher sur une note donnée.

Pour modifier le phénomène, il faut modifier les capacités et les self-inductions de l'appareil de façon à ce que les fréquences des oscillations qui peuvent se produire ne soient pas dangereuses.

On y arrive souvent en intercalant dans une des lampes une capacité entre la grille et la plaque.

Dans les amplificateurs à transformateurs on a reconnu qu'on évitait les accrochages en réunissant entre eux et à l'un des pôles des batteries d'accumulateurs les noyaux en fer des transformateurs.

Ceci revient à modifier considérablement les capacités des organes de liaison.

Amplificateurs pour haute fréquence. — Les procédés de liaison employés entre lampes pour les amplificateurs de basse fréquence peuvent aussi être employés pour les amplificateurs destinés aux fréquences de la radio-télégraphie.

En particulier on a employé la liaison par transformateurs. Mais ceux-ci doivent être assez différents de ceux employés pour des fréquences musicales.

Dans les tôles constituant des transformateurs prennent naissance des courants induits appelés courants de Foucault qui constituent des pertes d'autant plus élevées : 1° que la fréquence est plus grande ; 2° que la tôle est plus épaisse ; 3° que le métal constituant la tôle a une résistivité plus faible.

Pour les transformateurs destinés aux amplificateurs de basse fréquence on utilise généralement des tôles de 0,025 cm. d'épaisseur.

Pour les transformateurs de hautes fréquences on utilise généralement des tôles de 0,005 cm. d'épaisseur.

Ces tôles excessivement minces et assez coûteuses sont constituées non de fer pur, mais d'acier au silicium dont la résistivité est beaucoup plus élevée que celle du fer pur.

Nous avons déjà dit que la capacité entre spires était équivalente à une capacité placée en dérivation aux bornes du secondaire.

Si cette capacité est un peu élevée, aux fréquences élevées, elle constituerait un véritable court-circuit entre les bornes du secondaire. On doit donc la réduire autant que possible.

Pour cela on utilise des enroulements n'ayant pas un trop grand nombre de spires.

De même, pour réduire la capacité entre enroulements, on éloigne le primaire du secondaire en écartant par un procédé quelconque la bobine qui porte l'enroulement secondaire de celle qui porte l'enroulement primaire.

Quelque précaution qu'on prenne, il y a toujours une certaine capacité entre spires qui, comme nous l'avons dit, est équivalente à une capacité en dérivation aux bornes du secondaire. Dans ces conditions le phénomène de résonance auquel nous avons fait allusion déjà se manifeste d'une façon beaucoup plus intense en haute fréquence qu'en basse fréquence.

La variation du pouvoir amplificateur en fonction de la fréquence est beaucoup plus marquée en haute fréquence qu'en basse fréquence.

Pour un amplificateur à haute fréquence à liaison par transformateurs, on constate que l'amplification croît, passe par un maximum pour une certaine longueur d'onde, puis décroît.

On utilise quelquefois cette propriété de la résonance en plaçant en dérivation aux bornes des secondaires des condensateurs variables dont on règle la capacité de façon à provoquer la résonance du transformateur pour la longueur d'onde que l'on veut recevoir.

On a réalisé des amplificateurs à noyau de fer pour les longueurs d'onde à partir de 600 mètres.

Pour les longueurs d'onde plus courtes on utilise généralement des transformateurs sans noyau de fer.

On peut les constituer avantageusement par deux bobines plates.

Là encore on peut utiliser le phénomène de la résonance.

Comme la capacité fictive qu'on envisage aux bornes du secondaire dépend entre autres facteurs de la capacité entre les deux enroulements, on peut faire varier celle-ci en éloignant ou en rapprochant les deux bobines qui constituent le primaire et le secondaire du transformateur.

Le mode de liaison que nous avons qualifié de liaison des amplificateurs à résonance est souvent aussi employé dans les amplificateurs à haute fréquence (self-induction et capacité en dérivation).

Dans le cas de la haute fréquence, il est plus avantageux d'utiliser une self-induction fixe et de placer en dérivation un condensateur variable de façon à accorder le circuit de liaison sur la longueur d'onde à recevoir.

Dans certains appareils, le dispositif de liaison est constitué seulement par une bobine de self-induction. Celle-ci, par suite de la capacité qui existe entre les différentes spires de son enroulement est équivalente à une inductance pure ayant une

certaine capacité en dérivation. La bobine de self induction est donc équivalente à un circuit résonant pour une certaine fréquence. Elle se comporte pour cette fréquence comme une antenne vibrant en demi onde. C'est ce qu'on appelle la longueur d'onde propre de la bobine.

Un amplificateur pour haute fréquence avec liaisons par bobine de self-induction sera donc un appareil éminemment sélectif n'amplifiant qu'une seule longueur d'onde.

Quelquefois on constitue les bobines de liaison par un enroulement placé sur un noyau de fer mobile. En déplaçant plus ou moins ce noyau, on fait varier l'inductance de la bobine et on accorde l'amplificateur sur la longueur d'onde à recevoir.

La liaison par résistance convient très bien également pour l'amplification haute fréquence.

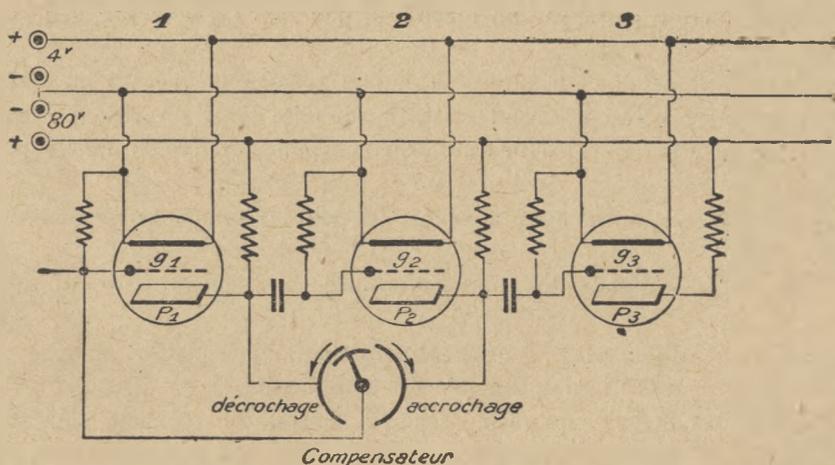


Fig. 16.

En vertu de ce que nous avons dit plus haut les capacités de liaisons seront plus faibles que celles employées pour les courants de fréquence musicale. Le tableau que nous avons donné plus haut permet de déterminer les valeurs convenables pour les capacités à employer.

Mais dans ces amplificateurs on utilise souvent un dispositif qui améliore beaucoup l'amplification.

Considérons la figure 16. On y voit un condensateur constitué de 3 armatures, l'une mobile reliée à la grille d'entrée, deux autres fixes, la première reliée à la plaque de la première lampe, l'autre reliée à la plaque de la deuxième lampe.

Lorsque l'armature mobile est vis-à-vis de l'armature fixe n° 1 elle renvoie sur l'entrée une partie de l'énergie amplifiée par la première lampe. Une augmentation de la tension grille de la première lampe a pour effet de diminuer la tension à l'extrémité de la résistance intercalée dans la plaque de la première lampe. Le condensateur a donc pour effet de renvoyer sur la grille d'entrée une partie de la différence de potentiel amplifiée par la première lampe, mais de la renvoyer en opposition de phase.

Si nous nous reportons à ce qui a été dit plus haut, il en résulte une diminution d'amplification. Si au contraire l'armature mobile est devant la deuxième armature fixe, nous renvoyons sur la grille d'entrée une partie notable de la tension amplifiée et nous la renvoyons en concordance de phase. C'est d'après ce que nous avons dit plus haut les conditions pour qu'il y ait accrochage d'oscillations dans l'amplificateur.

Il est clair que pour une position intermédiaire de l'armature mobile du condensateur, nous pouvons nous placer, toujours en vertu de ce que nous avons dit plus haut, dans des conditions telles que, sans qu'il y ait production d'oscillations, nous nous trouvons dans une situation telle que nous renvoyons sur la grille d'entrée et en phase une proportion importante de la différence de potentiel amplifiée.

Dans ces conditions nous augmentons notablement l'amplification comme nous l'avons démontré.

Nous avons, dans ce qui précède, supposé un montage particulier d'un condensateur à armature mobile (appelé généralement compensateur).

D'autres montages sont possibles, D'une façon générale, on réunit l'armature à une grille impaire, l'une des armatures fixes à une plaque paire, l'autre à une plaque impaire.

La figure 15 donne un exemple d'un autre montage. Ici l'une des armatures fixes est reliée à la plaque de la dernière lampe.

Pour que cette armature soit soumise à des variations de tension, il est nécessaire de placer dans le circuit plaque de cette lampe un dispositif provoquant ces variations de tension, c'est le rôle que joue la self-induction en série avec une résistance figurée dans la plaque de la dernière lampe.

Généralement on utilise une bobine de self-induction constituée avec du fil de haute résistivité.

Nous avons supposé que les différences de potentiel des courants alternatifs amplifiés, se transmettaient en phase, de la plaque d'une lampe à la grille de la lampe suivante. Ceci est vrai pour les grandes longueurs d'onde. Pour les fréquences très élevées, il n'en serait pas ainsi à cause de la capacité qui existe entre le filament et la grille de la lampe.

Pour les faibles longueurs d'onde, il convient donc de réduire cette capacité au minimum. Or, l'expérience a montré que cette capacité résidait non pas tant dans la lampe elle-même que dans les supports des lampes et dans les fils de connexion.

D'où la nécessité pour utiliser les amplificateurs à résistance à l'amplification des ondes très courtes de prendre certaines précautions :

- 1° Ecarter les lampes les unes des autres ;
- 2° Diminuer autant que possible les dimensions des supports des lampes ;
- 3° N'utiliser que des fils de connexion aussi courts que possible, aussi écartés que possible les uns des autres et de section aussi faible que possible.

Dans certains amplificateurs, les résistances de l'ordre de quelques mégohms destinées à maintenir constante la tension de la grille de la lampe au lieu d'être réunies au négatif du filament sont réunies au positif.

Ce montage est l'équivalent du montage de la lampe en détecteur.

Nous allons en donner la raison et indiquer également comment on utilise la position du compensateur qui produit l'accrochage (nous n'avions envisagé jusqu'ici que le cas où nous étions à la limite d'accrochage).

Ceci nous ramène à parler de la détection et de la réception des ondes entretenues.

On sait que lorsque des oscillations électriques traversent un détecteur, il y a par suite de la différence de conductibilité pour les deux alternances transformation partielle du courant alternatif en courant continu. On démontre et on vérifie expérimentalement que l'intensité du courant continu ainsi produit est proportionnelle au carré de la différence de potentiel alternative qui est détectée.

Il en résulte en particulier cet inconvénient que le détecteur fonctionne d'autant moins bien que la différence de potentiel à détecter est plus faible. Ainsi, si une transmission est la moitié d'une autre elle ne provoquera qu'un courant détecté égal au quart de celui fourni par la première.

C'est cette propriété des détecteurs que cherche à utiliser le dispositif d'amplificateur à haute fréquence à résistance dans lequel les résistances de décharge de grille sont reliées au positif du filament et cela pour diminuer les brouillages.

Avec ce montage en effet toutes les lampes détectent, mais si les atmosphériques sont plus forts que la transmission à recevoir, ils sont plus détectés que les signaux par les premières lampes et comme la portion détectée ne se transmet pas aux lampes suivantes, on voit que par ce procédé on affaiblit plus les parasites que les transmissions et que finalement on améliore un peu la réception.

Envisageons maintenant le cas de la réception des ondes entretenues et pour cela considérons ce qui se passe dans la réception des trains d'ondes amorties.

La figure 17 représente 3 de ces trains.

Si nous avons un détecteur parfait les alternances supérieures seules passent et il nous reste le tracé inférieur de la figure 17. Dans ces conditions on voit que ce tracé pourrait être ramené au tracé supérieur par un simple déplacement de l'axe des X, donc le courant qui passe après détection est équivalent à un train d'ondes amorties superposé à un petit courant continu de même durée que le train. Les courants de haute fréquence sont sans action sur la plaque du téléphone, mais chaque portion du courant continu, donne une petite impulsion à la plaque du téléphone. C'est le petit top que l'on entend lorsque l'on ferme une pile sur un téléphone.

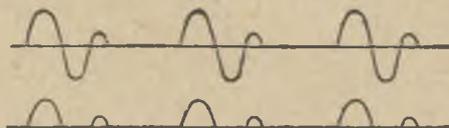


Fig. 17.

Ce sont ces petites impulsions se répétant avec la fréquence des trains d'ondes qui donnent le son que l'on entend au téléphone, son musical lorsque les trains d'onde se succèdent à une fréquence musicale, son ronflé lorsque les trains d'onde sont espacés.

Mais les choses ne se passent plus ainsi lorsqu'il s'agit d'une émission par ondes entretenues. La figure 18 représente à la partie supérieure un trait en ondes entretenues et à la partie inférieure ce qu'est devenu ce trait après détection parfaite.

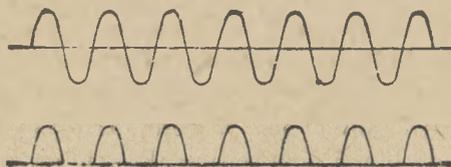


Fig. 18.

Le même raisonnement nous montre que le courant détecté est équivalent à un courant alternatif de haute fréquence sans action sur le téléphone et à un courant continu qui pendant la durée du trait agira d'une façon constante sur la plaque du téléphone mais ne lui communiquera pas de vibrations.

Au début la plaque du téléphone sera attirée, elle sera relâchée à la fin, on pourra entendre un léger top au début du trait, un autre à la fin, mais on n'entendra pas un son musical pendant la durée du trait comme c'était le cas pour les ondes amorties dans lesquelles le trait comportait un certain nombre de trains d'onde.

Finalement on n'entend pas de signaux Morse en détectant simplement une transmission en ondes entretenues.

Mais supposons qu'on superpose à la transmission de haute fréquence entretenue, une émission d'ondes entretenues faite par un procédé quelconque. Le plus souvent, cette émission se fait avec un petit poste à lampes peu puissant qu'on appelle hétérodyne.

La transmission et l'émission locale qui ne sont pas tout à fait de même fréquence battent ensemble. Quand elles sont en phases, l'amplitude du courant alternatif total de haute fréquence est augmentée, elle est diminuée quand elles sont en opposition.

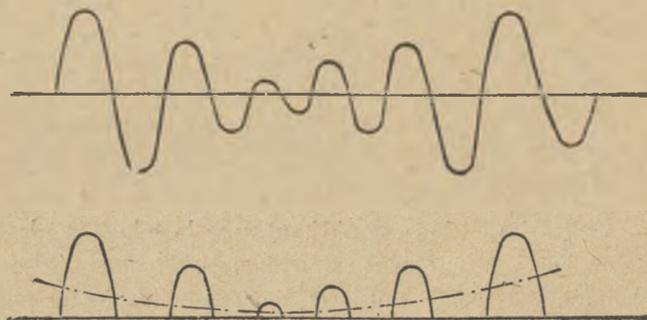


Fig. 19.

La fig. 19 représente la forme du courant alternatif total et le tracé inférieur, ce qu'il est devenu après détection parfaite. Ici le courant moyen ne peut plus être représenté par une ligne droite, mais par une sinusoïde (représentée en pointillé sur la figure). Ceci revient à dire qu'après détection le courant total est équivalent à un courant alternatif de fréquence $F - F'$, F fréquence de la transmission, F' fréquence du courant local ou inversement suivant que l'une est plus grande que l'autre.

Si les deux fréquences F et F' sont voisines, $F - F'$ est de l'ordre des fréquences audibles et pendant toute la durée du signal, le courant fréquence $F - F'$ fait vibrer le téléphone.

La note que l'on perçoit dans les écouteurs ne dépend plus comme dans le cas des transmissions amorties de la nature de l'émission, mais de la fréquence donnée à l'émetteur local. L'opérateur règle cette note à sa convenance.

Voyons maintenant ce qui va se passer dans l'amplificateur à résistances muni du compensateur indiqué plus haut. Supposons que nous donnions au compensateur une position telle que l'amplificateur puisse s'accrocher. Quelle sera la période des oscillations qui vont prendre naissance. Ce sera évidemment celle du seul circuit électrique susceptible de donner naissance à des oscillations qui se trouve dans l'appareil, c'est-à-dire la période propre des oscillations du circuit récepteur relié à l'appareil.

Si ce dernier est réglé exactement à la résonance, ces oscillations auront la même fréquence que la transmission et on n'entendra rien.

Mais si le circuit récepteur n'est pas exactement accordé, les oscillations locales auront une période légèrement différente de celle de la transmission qui sera ainsi rendue perceptible en vertu du mécanisme indiqué plus haut.

L'inconvénient de ce mode de réception (appelée réception autodyne est que le circuit récepteur ne doit pas être exactement accordé sur la fréquence de la transmission. Il en résultera une diminution de l'intensité de la réception qui peut être assez notable quand il s'agit de recevoir de grandes longueurs d'onde.

Il convient d'ajouter un mot sur certains avantages que présente la réception des ondes entretenues par la méthode hétérodyne.

Nous avons vu que l'intensité du courant détecté était proportionnelle au carré de l'amplitude de la différence de potentiel, alternative haute fréquence appliquée au détecteur.

Or, dans le cas de la réception par la méthode hétérodyne, deux différences de potentiel sont appliquées au détecteur, l'une $a \sin \omega t$ la transmission, l'autre $A \sin \omega' t$ provenant de la source locale. Lorsque ces deux différences de potentiel sont en phase, leur somme a pour amplitude $A + a$, le courant détecté est proportionnel à :

$$(A + a)^2 = A^2 + 2Aa + a^2.$$

Au contraire lorsqu'elles sont en opposition la différence de potentiel à détecter est $A - a$, l'intensité du courant détecté est

$$(A - a)^2 = A^2 - 2Aa + a^2.$$

Donc l'intensité du courant détecté varie de $(A + a)^2$ à $(A - a)$. Nous avons vu que c'était un courant alternatif de fréquence musicale.

Son amplitude sera proportionnelle à

$$(A + a)^2 - (A - a)^2 = 4Aa.$$

L'amplitude du courant alternatif de fréquence musicale qui traverse le téléphone est donc proportionnelle à Aa . Or, nous pouvons faire A très grand, il suffit de rapprocher la source locale du système récepteur.

Nous sommes donc maîtres de faire croître notablement (au moins dans certaines limites) l'intensité du courant dans le téléphone.

Des ondes entretenues, reçues par la méthode hétérodyne, peuvent donc être perçues dans des conditions où il ne serait pas possible d'entendre des ondes amorties.

Amplificateurs de très basse fréquence. — Nous n'avons envisagé jusqu'ici l'amplificateur à résistance que pour la réception des oscillations de haute fréquence ou de fréquences musicales.

Mais il suffit de se reporter au tableau donné plus haut pour se rendre compte que pour un choix convenable des valeurs des capacités, il est possible d'amplifier des fréquences très faibles.

En particulier, on peut considérer les signaux Morse comme des courants alternatifs de fréquence très faible et les amplifier après détection par un amplificateur à résistance ayant des capacités convenables.

On donne généralement aux capacités de liaison des capacités de 0,5 microfarad. De plus on shunte généralement les résistances plaque par des capacités de l'ordre de quelques millièmes de microfarad qui mettent en quelque sorte ces résistances en court-circuit pour les oscillations de fréquence élevée qui ont survécu à la détection.

Certains expérimentateurs recommandent dans les amplificateurs à basse fréquence ayant plusieurs étages, de réunir comme toujours pour les lampes impaires la grille au filament par une résistance de plusieurs mégohms, mais pour les lampes paires d'utiliser des résistances de l'ordre de 100 000 à 200 000 ohms.

Amplificateurs pour courant continu. — Ceux-ci sont des amplificateurs à résistance, mais le point de la résistance le plus rapproché de la plaque est réuni à la grille de la lampe suivante par une batterie de piles ou d'accumulateurs (fig. 20).

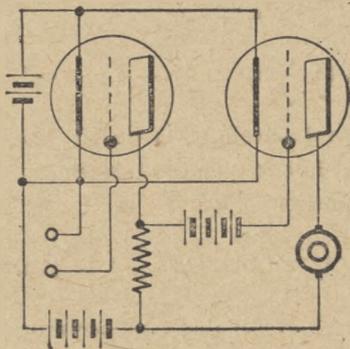


Fig. 20.

Le pôle positif de cette batterie étant à la plaque et le pôle négatif à la grille, le rôle de cette batterie est de ramener la grille à la même tension que le négatif du filament.

La borne de la résistance réunie à la grille est en effet par rapport au filament au

potentiel $U - R i_0$, U tension plaque, R résistance de liaison, i_0 courant permanent de la lampe.

Ce potentiel est généralement d'une quarantaine de volts.

Si donc on n'appliquait pas sur le conducteur de liaison une différence de potentiel égale et de signe contraire, la grille serait à 40 volts par rapport au filament.

On voit donc qu'un réglage au moins approximatif du nombre des éléments de la batterie de jonction est nécessaire.

De toute façon il vaut mieux rendre la grille un peu négative par rapport au filament.

Ici, il n'y a pas lieu de mettre de résistances élevées entre la grille et le filament.

Chauffage des lampes en courant alternatif. — Surtout avant l'introduction des lampes à faible consommation (radiomicro, microtriode, etc.) qui peuvent être alimentées par des piles, la nécessité de disposer d'accumulateurs assez puissants pour le chauffage du filament constituait une grosse sujétion pour presque tous ceux qui ont à utiliser les lampes.

Aussi a-t-on cherché rapidement à les chauffer par le courant alternatif.

On dispose presque partout maintenant d'énergie électrique délivrée à la tension de 110 volts et à une fréquence de 40 à 50 périodes par seconde. D'autre part on a réalisé depuis longtemps, en particulier pour l'alimentation des sonneries, de petits transformateurs abaissant de 110 à quelques volts la tension des réseaux.

Il semble donc facile de produire avec de semblables transformateurs les 4 volts nécessaires à l'alimentation des lampes. Mais on se heurte dans cette voie à de nombreuses difficultés.

La grille comme nous le savons déjà, est dans tout appareil réunie directement ou indirectement à un des pôles du filament, généralement au pôle négatif.

Il ne saurait en être ainsi dans l'alimentation par courant alternatif; par suite du changement de sens du courant, c'est tantôt l'une tantôt l'autre extrémité du filament qui joue le rôle de pôle négatif. Si par exemple nous désignons par zéro le potentiel du milieu du filament, l'une des extrémités du filament sera alternativement au potentiel $+ 2$ et $- 2$. La grille réunie à cette extrémité du filament subira donc des variations de potentiel de 4 volts entraînant de fortes variations du courant plaque. On entendra dans le téléphone placé dans le circuit plaque un son dont la hauteur correspondra à la fréquence du courant alternatif.

On pourrait remédier à cet inconvénient en réunissant la grille au point milieu du filament dont le potentiel, lui, est invariable.

Mais pratiquement ce point milieu est inaccessible. L'artifice suivant permet d'arriver au même résultat.

Une résistance est intercalée entre les deux extrémités du filament.

On connecte la grille et la plaque en un point convenablement choisi sur cette résistance, point qui, en général, est très voisin de son milieu (fig. 21).

Ce point que l'expérience permet de déterminer facilement (il suffit de constater qu'on cesse d'entendre le son correspondant au courant alternatif dans les écouteurs) est généralement très voisin du milieu de la résistance. Souvent on se borne à réunir la grille et la plaque au milieu du secondaire du transformateur (fig. 22).

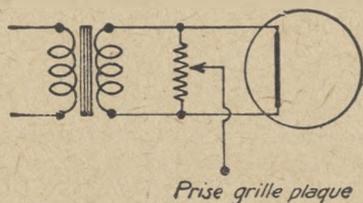


Fig. 21.

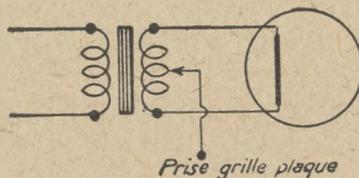


Fig. 22.

L'inconvénient de ce dispositif est que la grille se trouve portée non plus au point de plus bas potentiel du filament, mais au potentiel moyen, le courant grille est un peu plus élevé que lorsque la grille est réunie au négatif du filament, il en résulte une certaine consommation d'énergie dans le circuit grille et une moins bonne amplification.

On y remédie partiellement de la façon suivante. Une résistance élevée R de l'ordre de quelques mégohms est intercalée dans le circuit grille; elle est shuntée par une capacité de l'ordre de quelques millièmes de microfarad.

Par un raisonnement identique à celui que nous avons fait pour la lampe montée en détecteur, on voit que le potentiel de la grille est abaissé par rapport à celui du point auquel elle est réunie d'une quantité égale à Ri , R résistance intercalée, i courant grille.

Avec ce dispositif on peut réaliser de très bons amplificateurs haute fréquence dont les filaments des lampes sont alimentés par du courant alternatif. Ces amplificateurs amplifient mal les basses fréquences, les perturbations provoquées par le courant de chauffage dans la première lampe ne se font que peu sentir sur la dernière. Il est bon également d'utiliser derrière cet amplificateur, non une lampe détectrice mais une galène.

Il est à remarquer que lorsqu'on est arrivé par un réglage convenable du point de jonction de la lampe, à supprimer dans les écouteurs le bruit correspondant à la fréquence de l'alimentation alternative, on entend souvent un son à l'octave du premier (de fréquence double).

La raison en est la suivante. Le courant étant d'intensité variable, le filament n'a

pas la même température pendant toute une demi période d'alimentation. Pratiquement lorsque le courant est nul, la lampe devrait se comporter comme une lampe éteinte.

Pratiquement le filament a une certaine inertie calorifique, la lampe ne s'éteint jamais, mais au cours d'une demi période la température subit des fluctuations. Ces fluctuations se reproduisent deux fois par période et comme elles entraînent des variations de l'émission électronique, elles produisent dans le courant plaque des variations donnant naissance au son de fréquence double dont nous venons de parler.

On remédie à cet inconvénient en utilisant pour être alimentées en courant alternatif des lampes spéciales, ayant un gros filament qui présente par conséquent une inertie calorifique considérable.

Le problème de l'alimentation des filaments en courant alternatif est plus délicat pour les amplificateurs basse fréquence.

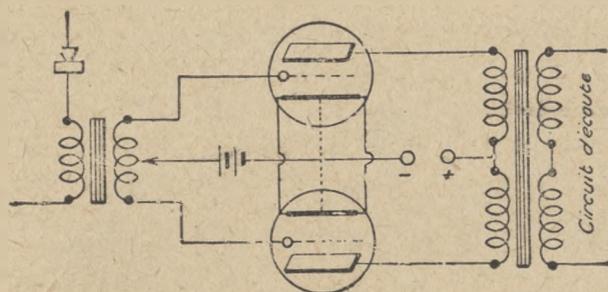


Fig. 23.

Ceux-ci étant susceptibles d'amplifier des fréquences de l'ordre de celle du courant d'alimentation, les perturbations qu'il cause sont plus difficiles à éliminer.

On y arrive pourtant par le montage de deux lampes en parallèle, suivant le schéma indiqué (fig. 23).

On voit que les perturbations produites par le courant d'alimentation produisent dans le noyau du transformateur de sortie des flux de sens contraire, par suite sont sans action sur le secondaire, tandis que les actions à amplifier s'ajoutent.

Dans la figure 23 l'alimentation est représentée schématiquement par des piles, bien entendu il y a en réalité un transformateur de chauffage et la grille est connectée comme figure 22.

CHAPITRE IV

PRODUCTION DES OSCILLATIONS PAR LES LAMPES

Nous avons déjà à plusieurs reprises fait allusion à un phénomène de production des oscillations par les lampes. Il existe des cas où il est intéressant de le produire systématiquement. Ce sont ceux-là que nous allons étudier maintenant.

Considérons le circuit de la figure 24.

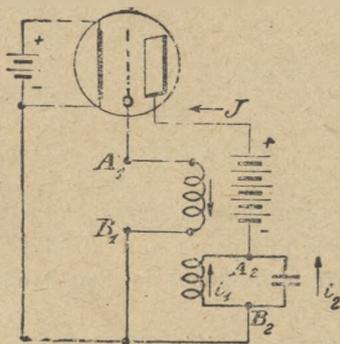


Fig 24.

Un circuit oscillant constitué par une self-induction et une capacité en dérivation est intercalée dans la plaque de la lampe, une bobine couplée avec l'inductance du circuit oscillant est intercalée dans le circuit grille.

Si on allume la lampe, la bobine de self-induction n'ayant qu'une faible résistance ohmique, la tension entre le filament et la plaque est presque égale à la tension de la batterie d'utilisation. Soit U cette tension, la différence de potentiel entre filament et plaque est $U - Ri_0$, R résistance ohmique de la bobine d'induction, i_0 courant permanent de la lampe. Le condensateur est donc chargé à cette tension Ri_0 .

Il ne semble pas qu'il n'y ait aucune raison pour que l'état d'équilibre ainsi établi se rompe.

Mais supposons qu'une petite perturbation se produise (et pratiquement il s'en produit toujours) qui tende à modifier le courant i_0 et par suite la tension Ri_0 aux bornes du condensateur, des oscillations s'amorcent dans le circuit oscillant, le courant dans la bobine de self induction qui avait primitivement la valeur i_0 varie. Ces oscillations qui sont de très faibles amplitudes s'amortiraient très vite dans la pratique, mais la variation de courant dans la bobine de self-induction induit une différence de potentiel dans la bobine placée dans le circuit grille, il en résulte une variation de la différence de potentiel filament grille qui provoque une variation dans le courant plaque.

Par un sens convenable des enroulements des deux inductances plaque et grille, on peut faire en sorte que cette variation de courant plaque soit de même sens que celle qui lui a donné naissance.

On voit donc que le phénomène de déséquilibre a une tendance à augmenter et il est facile de concevoir que les oscillations qui ont pris naissance dans le circuit oscillant vont augmenter d'amplitude.

Mais sans entrer dans des calculs qui sortiraient du cadre de ces leçons, nous pouvons pousser plus loin l'analyse du phénomène.

On voit immédiatement que par le montage indiqué nous renvoyons sur l'entrée de la lampe (c'est-à-dire entre filament et grille) une partie de la variation de différence de potentiel qui se produit dans le circuit plaque. Nous avons vu que, dans ce cas, la condition nécessaire et suffisante pour que la somme des différences de potentiel qui se produisent ainsi dans la lampe augmentât au delà de toute limite était :

1° que si on désigne par e la variation de différence de potentiel produite initialement dans le circuit plaque et dont une fraction $\frac{Ke}{n}$ est renvoyée sur la grille ; le produit $K \times \frac{e}{n}$ fût plus grand que l'unité (K désigne le facteur d'amplification de la lampe) ;

2° que les tensions alternatives e et $\frac{Ke}{n}$ fussent en phase c'est-à-dire maximum en même temps.

Quand on traduit mathématiquement ces conditions on arrive aux conclusions suivantes :

1° Le coefficient d'induction mutuelle des bobines grille et plaque qui comme nous l'avons déjà dit doit avoir un sens convenable doit être plus grand qu'une certaine valeur. On doit avoir

$$M > \frac{1}{K} (L + CR\rho)$$

K facteur d'amplification, L inductance de la bobine plaque, R sa résistance, C capacité du condensateur, ρ résistance interne de la lampe, M valeur absolue (comptée toujours positivement) du coefficient d'induction mutuelle des deux bobines.

2 Pour que les différences de potentiel e et $\frac{Ke}{n}$ puissent être en phase, les oscillations doivent avoir une certaine fréquence.

La période T de ces oscillations est donnée par la formule :

$$T = 4\pi L \frac{1}{\sqrt{\frac{4L}{C} \left(1 + \frac{K}{\rho}\right) - \left(R + \frac{L - KM}{C\rho}\right)^2}}$$

Lorsqu'on donne à M une valeur très voisine de sa valeur limite, c'est-à-dire lorsqu'on se place à ce qu'on appelle la valeur limite d'entretien, l'expression $R + \frac{L - KM}{C\rho}$ est presque nulle, la période des oscillations devient

$$T = \frac{4\pi L}{\sqrt{\frac{4L}{C} \left(1 + \frac{K}{\rho}\right)}}$$

Mais R est de l'ordre de quelques ohms, ρ de l'ordre de 3000 ohms, la fraction $\frac{R}{C\rho}$ représente un nombre tout petit qu'on peut négliger et on peut écrire :

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

qui est la période propre du circuit oscillant considéré seul.

Ainsi on voit que la période des oscillations qui prennent naissance dans le montage que nous avons indiqué, n'est pas tout à fait celle qui correspondrait au circuit oscillant considéré seul.

Elle dépend du couplage entre les bobines plaque et grille et ce n'est qu'à la limite, au moment où l'appareil deviendra incapable d'émettre des oscillations, que la fréquence des oscillations engendrées deviendra égale à celle du circuit oscillant.

Il ne faudrait pas croire que les procédés nécessaires à l'établissement des formules indiquées plus haut nécessitent des connaissances mathématiques très élevées.

Néanmoins, certains artifices spéciaux étant nécessaires, nous avons cru bon de nous borner à mentionner les points de départ du calcul et les résultats auxquels il conduit ⁽¹⁾.

En vertu de ce que nous avons dit plus haut à propos de l'amorçage d'oscillations

(1) En réalité les calculs qui devront être les formules mentionnées sont assez complexes, les points de départ utilisés ne conviennent qu'au cas d'un couplage limite.

dans les amplificateurs, les oscillations qui tendent à se produire d'après le mécanisme indiqué devraient tendre à augmenter indéfiniment d'amplitude.

En réalité, il n'en est rien. On se rend compte facilement que pour qu'il en fût ainsi, il faudrait que le courant plaque des lampes augmentât indéfiniment et on sait que ce courant tend vers une valeur limite qui est le courant de saturation.

L'amplitude des oscillations commence par croître, mais se fixera à une valeur limite dépendant des lampes employées.

Nous voyons déjà que pour avoir des oscillations puissantes il faudra des lampes ayant un fort courant de saturation, c'est-à-dire à filament long et gros. La puissance dépensée pour le chauffage du filament sera donc d'autant plus grande que la lampe sera susceptible de donner naissance à des oscillations plus puissantes.

Pour l'étude des postes à lampes à laquelle nous aurons à nous livrer dans la suite, il importe de bien préciser les grandeurs qui en vertu de ce que nous venons de dire interviennent dans l'entretien des oscillations par les lampes et les principales relations qui existent entre elles.

Précisons tout de suite que ces relations ne sont pas absolument rigoureuses, mais suffisamment approchées pour les besoins de la pratique.

1° *Tension grille.* — Entre les points A_1 et B_1 de la figure c'est-à-dire entre le filament et la grille existe une tension alternative sinusoïdale vg . Nous pouvons poser

$$vg = Vg \cos \omega t.$$

Nous prenons pour direction de cette tension la direction B_1A_1 , ce qui veut dire qu'au temps $T = 0$, la grille est positive par rapport au filament, la différence de potentiel tant Vg .

2°. Entre les points A_2 et B_2 existe une tension alternative Vp . Si nous prenons pour direction de cette tension B_2A_2 , elle est en opposition de phase par rapport à vg . On peut poser :

$$vp = - Vp \cos \omega t$$

c'est-à-dire qu'au temps $t = 0$, le point A_2 est à une tension inférieure au point B_2 ;

3° Dans le circuit filament plaque circule un courant j qui se compose de 2 termes, un courant continu jo et une composante alternative en phase avec la tension grille. On peut écrire :

$$j = jo + j_1 \cos \omega t.$$

4° Enfin dans la bobine de self-induction et dans la capacité circulent 2 courants i_1 et i_2 . En admettant pour ces courants le sens indiqué par les flèches sur la figure ces deux courants sont approximativement égaux et de signe contraire. Ils sont en quadrature par rapport à la tension grille.

Si on désigne par R la résistance de la bobine d'inductance la puissance dépensée dans le circuit oscillant est $\frac{RI_1^2}{2}$ (I_1 étant la valeur maximum et $\frac{I_1}{\sqrt{2}}$ la valeur efficace de i_1).

On peut au contraire supposer que la résistance de la bobine de self-induction est nulle, mais qu'une résistance R_1 est intercalée en série avec le condensateur. Dans ce cas la puissance dépensée dans le circuit oscillant est $\frac{R_1 I_2^2}{2}$ = approximativement $\frac{R_1 I_1^2}{2}$.

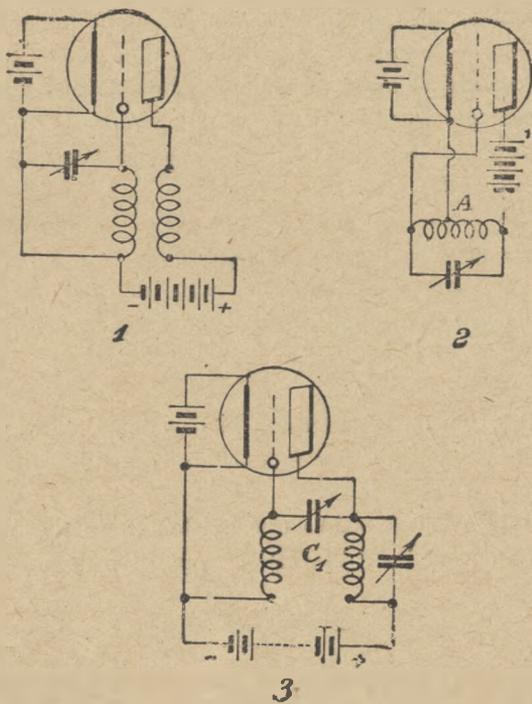


Fig. 25.

De ce qui précède on voit qu'au moment où la tension grille a sa valeur maximum V_g , la tension plaque a sa valeur minimum $U - V_p$, U étant la tension de la source continue alimentant la plaque.

Au contraire, lorsque la grille a sa tension minimum $-V_g$, la plaque a sa tension maximum $U + V_p$.

Ce sont des points que nous nous bornons à signaler pour l'instant. Nous reviendrons sur ce sujet lorsque nous parlerons des postes à lampes.

Nous avons indiqué un montage pour la production d'oscillations par les lampes.

Des montages équivalents (fig. 25) peuvent être utilisés.

Dans celui de la figure 1 le circuit oscillant est intercalé dans le circuit grille, une bobine de self-induction couplée avec la bobine de grille étant intercalée dans la plaque.

Dans le montage de la figure 2 on fait varier le couplage entre le circuit plaque et le circuit grille en faisant varier la position du point de jonction A du filament et de la bobine d inductance.

La figure 3 rappelle le premier montage indiqué. Mais ici les inductances plaque et grille sont écartées, leur coefficient d'induction mutuelle est nul. Le couplage est assuré par le condensateur C_1 et on fait varier ce couplage en modifiant la capacité de ce condensateur.

Tous ces montages sont utilisés dans les générateurs locaux d'ondes entretenues dont nous avons expliqué le rôle à la réception, et qu'on appelle hétérodynes.

Avant d'aborder l'émission d'ondes entretenues par les lampes, nous terminerons tout ce qui concerne leur utilisation à la réception.

Superhétérodyne. — Nous avons dit que quand on superposait dans un système détecteur les ondes entretenues provenant d'une émission et celles provenant d'une hétérodyne locale, on obtenait à la sortie du détecteur un courant sinusoïdal ayant pour fréquence la différence des fréquences des deux ondes reçues.

Comme nous l'avons dit, on fait généralement en sorte, que la fréquence F_1 de l'émission et la fréquence F_2 de l'onde locale soient très voisines, de telle façon que $F_1 - F_2$ corresponde à une fréquence musicale perceptible directement au téléphone. Mais on peut faire F_1 et F_2 assez différentes pour que la fréquence $F_1 - F_2$ ne soit pas de l'ordre des fréquences audibles, mais de l'ordre des fréquences radiotélégraphiques. Dans ce cas le courant qui sort du détecteur n'est plus perceptible au téléphone, c'est un courant de haute fréquence, mais de fréquence plus faible (de longueur d'onde plus grande) que l'émission.

Supposons que nous recevions une émission de 300 mètres de longueur d'onde (fréquence 1 000 000) ; envoyons simultanément dans le détecteur une émission de fréquence 980 000 (longueur d'onde environ 306 mètres). Le courant résultant aura une fréquence de 20 000 (longueur d'onde 15 000 mètres). Nous pourrions amplifier ce courant résultant par un amplificateur approprié pour l'onde de 15 000 mètres, le détecter, et le recevoir par les procédés habituels.

C'est ce qu'on appelle la réception par superhétérodyne.

Il est en effet assez difficile de réaliser de bons amplificateurs pour les ondes courtes (de l'ordre de 300 mètres).

On peut au contraire construire des amplificateurs très puissants pour des ondes de 15 000 mètres.

Dans ces conditions à la réception on recevra l'onde de 300 mètres dans un détecteur (lampe ou autre). On superposera au moyen d'une hétérodyne locale dans le détecteur des ondes de 306 mètres ; à la sortie du détecteur on aura des ondes de l'ordre de 15 000 mètres qu'on pourra amplifier considérablement.

Remarquons d'autre part qu'il n'est pas impossible de construire des amplificateurs pour les ondes de 300 mètres. On pourra connecter un de ces appareils au système récepteur.

Les ondes de 300 mètres ainsi amplifiées seront transformées par battement avec une hétérodyne locale et détectées en ondes de 15 000 mètres. Celles-ci seront amplifiées, puis détectées. Le courant de fréquence musicale provenant de cette détection sera à son tour amplifié par un amplificateur pour fréquence musicale.

On aura donc superposé ainsi trois espèces d'amplification : pour ondes de 300 mètres, pour ondes 15 000 mètres, et pour fréquence musicale.

On pourra obtenir ainsi une amplification considérable.

Pour obtenir directement sur les ondes 300 mètres une semblable amplification, il aurait fallu employer un très grand nombre de lampes en série et on se serait heurté à des difficultés insurmontables pour éviter l'amorçage d'oscillations dans un semblable appareil, puisque toute l'énergie renvoyée de la sortie de l'amplificateur vers l'entrée eût été susceptible d'être amplifiée, ce qui n'est pas le cas avec l'appareil décrit puisque nous avons à la sortie des courants de fréquence musicale qui ne peuvent être amplifiés par des montages convenant seulement pour les ondes de 300 et de 15 000 mètres.

Si les ondes à recevoir sont des ondes entretenues, il est bien entendu qu'à l'amplificateur superhétérodyne doit être jointe une hétérodyne ordinaire qui dans le cas parti-envisagé plus haut sera réglée sur une onde voisine de 15 000 mètres de façon à battre avec les ondes de 15 000 mètres produites par la superhétérodyne et à donner avec celles-ci par détection au courant de fréquence musicale qui sera amplifié par les étages basse fréquence de l'appareil.

Mais qu'arrive-t-il pour la réception des ondes entretenues ou des transmissions radiotélégraphiques ?

Nous avons déjà signalé que la méthode de réception par battements avec les ondes d'une hétérodyne locale donnait non seulement la possibilité de recevoir les ondes entretenues, mais une augmentation d'amplification par suite d'une amélioration dans le fonctionnement d'un détecteur.

Cette augmentation d'amplification se manifeste même avec les ondes amorties. Il

est par exemple possible en faisant fonctionner une hétérodyne à proximité d'un poste récepteur, d'entendre une transmission amortie inaudible sans cela. Mais le son de la transmission est complètement modifié. On dirait que les étincelles sont raréfiées, on exprime souvent l'impression éprouvée en disant que la transmission est soufflée.

Quant aux transmissions radiotéléphoniques, elles seraient dans ce cas complètement déformées.

Il n'en est pas ainsi dans les réceptions par la méthode de la superhétérodyne. Bien entendu on n'utilise plus la seconde hétérodyne dont nous parlions tout à l'heure. Mais les transmissions amorties ne sont nullement déformées et les communications radiotéléphoniques restent parfaitement audibles.

Nous nous bornons à signaler ces faits pour le moment. Nous en donnerons l'explication dans le chapitre que nous consacrons à la réception de la radiotéléphonie.

Réception par réaction. — Considérons le montage de la figure 26. Si nous assimilons l'antenne à une capacité, nous voyons que ce montage est identique au montage producteur d'oscillations de la figure 25, dans lequel le circuit oscillant est placé entre le filament et la grille, une bobine de couplage se trouvant dans le circuit plaque.

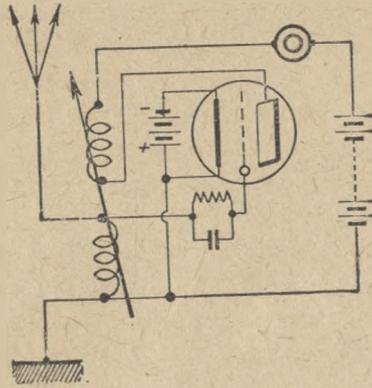


Fig. 26.

Supposons d'abord le couplage assez lâche pour que des oscillations ne puissent être engendrées, et augmentons-le peu à peu. Nous constaterons au moment où le couplage va atteindre la valeur pour laquelle les oscillations vont prendre naissance, un grand renforcement de la réception. (Pour la rendre perceptible, nous avons figuré la lampe montée en détectrice, ce pourrait être aussi la lampe d'un amplificateur d'un modèle quelconque).

Quelle est la cause de cette augmentation de l'amplification ?

Par suite du couplage entre le circuit grille et plaque, nous renvoyons sur l'entrée du triode une fraction $\frac{1}{n}$ de la différence de potentiel Ke amplifiée par la lampe ; cette différence de potentiel $\frac{Ke}{n}$ est amplifiée et produit dans le circuit plaque une différence de potentiel $\frac{K^2e}{n}$ dont une fraction $\frac{K^2e}{n^2}$ est à son tour renvoyée sur la grille et ainsi de suite. La différence de potentiel totale dans le circuit plaque est donc comme nous l'avons déjà dit

$$Ke(1 + \frac{K}{n} + \frac{K^2}{n^2} + \dots)$$

Nous savons que lorsque $\frac{K}{n}$ est plus grand que l'unité et que ces différences de potentiel sont en phase, il y a amorçage d'oscillations. Nous avons vu qu'au voisinage du couplage limite la condition pour que ces oscillations fussent en phase était que leur fréquence fût précisément celle du circuit oscillant.

Supposons maintenant que nous soyons placés un peu au-dessous du couplage limite, $\frac{K}{n}$ est très légèrement inférieur à l'unité, la somme des termes

$$1 + \frac{K}{n} + \frac{K^2}{n^2} + \dots$$

ne devient pas infiniment grande, mais elle a une valeur finie d'autant plus grande que $\frac{K}{n}$ est plus voisin de l'unité.

Donc si nous recevons dans l'antenne une transmission produisant aux bornes de la lampe une différence de potentiel, si l'antenne est accordée sur cette transmission, les différents termes de la somme $Ke + \frac{Ke}{n} + \frac{K^2e}{n^2}$ seront en phase, et leur somme tendra vers une valeur très grande, d'autant plus grande que le rapport $\frac{K}{n}$ sera plus voisin de l'unité, c'est-à-dire d'autant plus grande que nous serons plus voisins du couplage limite, puisque comme nous l'avons montré plus haut, c'est pour ce couplage limite que $\frac{K}{n}$ est égal à l'unité.

Au contraire si l'antenne n'est pas accordée sur la transmission, les différents termes de la somme $Ke + \frac{Ke}{n}$ etc. ne sont plus en phase. Le montage par réaction donne donc une très grande amplification et une très grande sélection.

Théoriquement même, il apparaît qu'en nous plaçant juste au couplage limite

nous devrions avoir une amplification infinie, mais nous savons que pratiquement, il ne saurait en être ainsi puisque le courant plaque des lampes ne peut croître indéfiniment. On peut expliquer les choses autrement.

Considérons un des montages producteurs d'oscillations indiqués plus haut, par exemple celui de la figure 24.

Nous avons dans ce circuit une inductance L , une capacité C , et une résistance R (qui est soit la résistance de la bobine de self-induction soit la résistance de l'antenne si celle-ci constitue la capacité).

Nous savons qu'une force électromotrice $E \sin \omega t$ produit dans ce circuit un celle-ci un courant i tel que

$$i = \frac{E \sin \omega t}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}}$$

Mais nous savons aussi que si le circuit est accordé sur la fréquence de la force électromotrice

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

et

$$i = \frac{E \sin \omega t}{R}$$

Autrement dit pour la fréquence pour laquelle le circuit est accordé, il se comporte comme une résistance unique pure.

On peut démontrer (ce qui est une autre manière d'arriver aux résultats que nous avons obtenus par une autre vue) que si le circuit oscillant est intercalé dans un circuit à lampes producteur d'oscillations, pour la fréquence de ce circuit le rôle de couplage grille plaque est de modifier la résistance ohmique apparente du circuit.

A mesure qu'on augmente le couplage, la résistance ohmique du circuit primitivement égale à R diminue, s'annule pour la valeur limite et devient négative lorsque le couplage est suffisant pour qu'il y ait production d'oscillations.

Rappelons que, à propos des résistances apparentes filament grille, nous avons déjà signalé que, dans certains cas, le calcul conduisait pour cette résistance à des valeurs négatives, c'est encore là une des manières d'expliquer théoriquement par conséquent l'amorçage d'oscillations dans les amplificateurs.

Il est bien entendu que, quelle que soit la manière de traiter la production d'oscillations, au moyens des lampes, on arrive toujours finalement aux mêmes résultats.

Revenons au montage de la figure 26 l'antenne a une certaine résistance R . Donc si la transmission engendre dans cette antenne une force électromotrice $E \sin \omega t$ et

si l'antenne est accordée sur cette transmission, il y aura dans l'antenne supposée isolée un courant.

$$i = \frac{E \sin \omega t}{R}.$$

Mais, si grâce au montage à réaction nous faisons descendre la résistance du circuit oscillant à une valeur ρ très faible, le courant dans l'antenne sera

$$i = \frac{E \sin \omega t}{\rho}$$

et si en nous plaçant très près du couplage limite, nous avons rendu ρ excessivement petit, le courant pourra être très grand.

Avant d'abandonner le chapitre de la réaction, nous renvoyons le lecteur à ce que nous avons dit du rôle du compensateur dans les appareils à résistances.

Il se rendra compte qu'en plaçant le compensateur à la position limite d'accrochage, on constitue un appareil à réaction.

Superréaction. — Revenons sur le cas du système récepteur envisagé plus haut, sa résistance lorsqu'il était isolée était R , par suite de la réaction elle tombe à une valeur ρ beaucoup plus petite que R et l'intensité dans l'antenne atteint la valeur $\frac{E \sin \omega t}{\rho}$; nous voyons déjà que l'amplitude de l'intensité dans le circuit récepteur même dans le cas d'un montage à réaction est proportionnelle à l'intensité du signal reçu.

Voyons de plus près comment les choses se passent.

Au moment où les ondes provenant du poste émetteur atteignent le dispositif récepteur un courant prend naissance dans le circuit récepteur. Ce courant d'abord nul croît jusqu'à la valeur $\frac{E \sin \omega t}{\rho}$ pourvu que la durée du signal soit suffisamment longue pour lui permettre d'atteindre cette valeur limite, c'est-à-dire pourvu que la durée du signal soit plus grande que la période variable du circuit, (ce qui est toujours le cas de la pratique).

Dès que le signal a cessé, l'intensité dans le système récepteur retombe à zéro dans un temps très court et le même processus d'opérations recommence à l'arrivée du signal suivant.

Supposons maintenant que nous augmentions le couplage entre les bobines grille et plaque de la figure 26 de façon à donner à ce couplage une valeur suffisante pour que le système puisse osciller, tout en restant très voisin de la valeur limite.

Nous nous plaçons dans le cas où $\frac{K}{\pi}$ est supérieur à l'unité, ou suivant l'autre manière d'envisager la question dans le cas où la résistance du circuit oscillant devient négative

Nous avons dit que dans ces conditions le système était en équilibre alors même qu'il n'y avait pas de production d'oscillations, mais que c'était un équilibre instable et que toute perturbation avait pour effet de donner naissance à des oscillations dont l'amplitude croissait jusqu'à une certaine valeur limite dépendant des conditions du système.

Nous avons ajouté que ces oscillations prenaient toujours naissance par suite des moindres irrégularités dans le fonctionnement du système.

En parlant ainsi nous avons été trop absolu. Nous envisageons surtout le cas des hétérodynes pour lesquelles le couplage entre les bobines plaque et grille est toujours assez serré. Mais si ce couplage est assez voisin de la valeur limite d'entretien des oscillations il n'en est pas ainsi et les oscillations ne prennent pas spontanément naissance.

Pour qu'elles prennent naissance, il faut qu'à un instant donné une différence de potentiel de valeur suffisamment élevée soit appliquée entre le filament et la grille de la lampe. Il suffit que cette différence de potentiel soit appliquée pendant un temps très court, une fois les oscillations amorcées leur amplitude continue à croître jusqu'à la valeur limite que permettent les constantes du système.

Donc, *au moins dans certaines conditions dépendant de la lampe employée et de ses conditions de fonctionnement*, les oscillations ne prennent pas spontanément naissance.

Pour qu'elles se produisent il faut que pendant un temps très court une différence de potentiel *suffisamment élevée* soit appliquée entre le filament et la grille.

Ceci explique tout d'abord pourquoi on constate parfois qu'un système récepteur à réaction peut s'accrocher sous l'influence d'un brouillage particulièrement fort. En réalité dans ce montage le couplage était un peu supérieur au couplage limite, la transmission reçue était d'amplitude insuffisante pour provoquer l'accrochage que le brouillage a provoqué.

C'est pour éviter cet incident qu'il convient, lorsqu'on utilise plusieurs lampes, à la réception de faire la réaction sur la première lampe et de ne pas amplifier avant la lampe de réaction.

Mais pourquoi les choses se passent-elles ainsi ?

Cela ne résulte nullement de ce que nous avons dit plus haut sur la production des oscillations. Il semblait bien d'après les explications que nous avons données que, une fois le couplage limite dépassé, la moindre perturbation devait donner naissance à des oscillations.

Sans entrer dans le fond de la question qui nécessiterait des développements

mathématiques sortant du cadre de cet ouvrage, nous nous bornerons à signaler que jusqu'ici tout ce que nous avons écrit supposait la première partie de la caractéristique des lampes parfaitement rectiligne et qu'en réalité il n'en est pas absolument ainsi.

Nous pouvons dire par exemple que la caractéristique commence par une partie légèrement courbée et que, dans cette région, le facteur d'amplification K correspondant à de faibles variations de potentiel grille peut être plus faible que la valeur K_1 correspondant à des variations plus fortes. On peut donc avoir

$$\frac{K}{n} < 1 \quad \text{et} \quad \frac{K_1}{n} > 1.$$

Supposons donc que dans le circuit de la fig. 26 nous ayons dépassé la valeur limite de couplage, mais d'une quantité assez faible pour que les oscillations ne prennent pas spontanément naissance ; sous l'influence de la transmission, si l'amplitude de la différence de potentiel est suffisante, les oscillations s'amorcent et un courant de haute fréquence circule dans le circuit plaque de la lampe, l'amplitude de ce courant n'est limitée que par les conditions de fonctionnement de la lampe, elle ne dépend plus de l'amplitude de l'oscillation qui lui a donné naissance.

Toute transmission suffisamment forte pour déclencher le mécanisme de production des oscillations donnera naissance dans le système récepteur à un courant de haute fréquence toujours de même intensité, intensité qui naturellement sera très élevée puisque ce qui limite surtout c'est la valeur du courant de saturation de la lampe.

Mais, une fois les oscillations amorcées rien ne les arrête.

Il serait donc impossible de recevoir une transmission par ce procédé, puisque les oscillations ayant été déclanchées au premier signal les suivants seraient sans action.

Pour arrêter les oscillations, il existe un moyen, c'est de couper le circuit plaque.

On peut par exemple intercaler dans ce circuit un interrupteur actionné par un procédé mécanique quelconque (un tikker) et produisant des ruptures à une fréquence de l'ordre des fréquences musicales.

Supposons par exemple que le signal à recevoir soit un trait.

Le début du trait amorce les oscillations, mais elles sont interrompues par l'ouverture du tikker ; au moment où le tikker ferme de nouveau le circuit, le trait n'étant pas fini, les oscillations s'amorcent de nouveau et ainsi de suite.

Nous aurons donc produit pendant la durée du trait dans la lampe de super-réaction une série de trains d'ondes se reproduisant à la fréquence de rupture du tikker et par suite nous les percevons dans la lampe détectrice placée derrière la lampe de super-réaction comme un train d'ondes amorties.

Mais l'entretien mécanique du tikker présenterait bien des inconvénients.

On peut arriver au même résultat par des couplages convenables de lampes.

Nous avons vu que la valeur du couplage limite dépendait de la résistance interne ρ de la lampe et nous savons que celle-ci dépend de la tension plaque. Si nous faisons varier ρ avec une fréquence suffisante entre deux valeurs ρ_1 et ρ_2 , l'une ne permettant pas l'accrochage avec le couplage utilisé, l'autre le permettant, nous aurons le même résultat qu'avec le tikker.

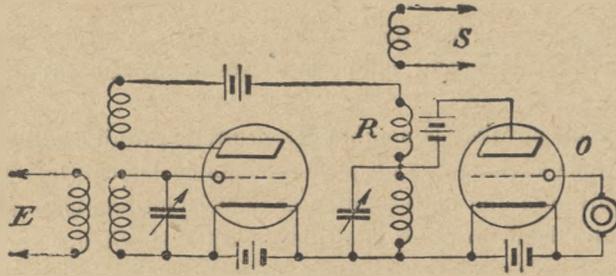


Fig. 27.

La figure 27 représente un semblable montage. Dans le circuit plaque de la lamp de réaction se trouve un système résonant appartenant également au circuit plaque d'une lampe dont une source de courant de fréquence musicale fait varier la tension filament grille. Le système résonant est accordé pour cette fréquence musicale.

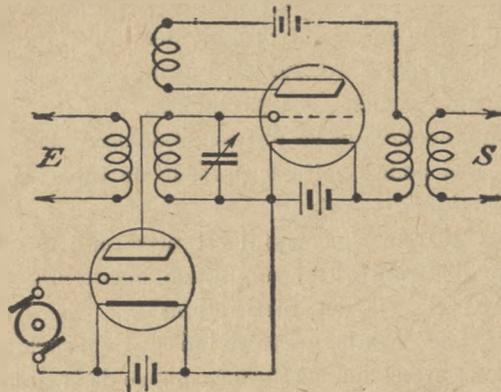


Fig. 28.

Dans ces conditions, nous rapportant à ce qui a été dit pour les amplificateurs à résonance, nous voyons que des variations de potentiel alternatives se produisent aux bornes du circuit résonant. Ces différences de potentiel s'ajoutent ou se retranchent de la tension d'alimentation de la lampe de superréaction. La tension plaque variant, la

résistance interne varie avec la même fréquence et les oscillations s'amorcent ou s'éteignent également avec cette fréquence.

Un autre procédé (fig. 28) consiste à faire varier également à fréquence musicale la résistance du circuit oscillant de réception.

Dans le montage indiqué, le condensateur est shunté par la résistance filament plaque d'une lampe.

Dans ce montage, peu d'électrons vont à la plaque, la résistance interne d'une semblable lampe est pratiquement infinie et la résistance du circuit oscillant n'est pas modifiée.

Si on rend la grille positive, le nombre des électrons extrait du filament augmente, le nombre des électrons atteignant la plaque augmente également, la résistance interne diminue, ce qui équivaut à une augmentation de la résistance du circuit oscillant.

En plaçant entre le filament et la grille de cette lampe une source de courant alternatif de fréquence musicale, on fait donc varier périodiquement la résistance du circuit oscillant et on conçoit que par un réglage convenable ces variations alternatives de résistance peuvent provoquer des accrochages ou des décrochages des oscillations.

Le procédé que nous venons de décrire convient bien à la réception des ondes entretenues qu'on perçoit à la fréquence musicale avec laquelle se produisent les accrochages et les décrochages.

Il ne saurait en être ainsi pour le cas des transmissions téléphoniques.

Pour appliquer le procédé dans ce cas, on utilise la propriété suivante :

Si dans un circuit téléphonique on produit des interruptions assez élevées, de l'ordre de plusieurs milliers par seconde, c'est-à-dire à une fréquence inaudible à l'oreille (ultra sonore) la conversation n'est pas altérée.

Il suffira donc de faire fonctionner les dispositifs de décrochage, quels qu'ils soient, à une fréquence ultra sonore pour rendre le procédé de superréaction applicable aux transmissions radiotéléphoniques.

Il importe toutefois de remarquer qu'il est nécessaire que les oscillations qui s'amorcent aient le temps d'atteindre leur amplitude maximum. Leur fréquence doit par suite être faible vis-à-vis de celle des interruptions.

C'est pour cela que le procédé de la superréaction convient surtout aux courtes ondes.

L'explication que nous avons donnée du mécanisme de la superréaction est-elle bien correcte ? Des travaux récents permettent d'en douter.

Nous l'avons maintenue toutefois 1^o parce qu'elle nous permettait de signaler le fait que pour un couplage donné, il était nécessaire que l'amplification eût une certaine amplitude pour provoquer l'amorçage des oscillations ; 2^o parce que c'est celle qui a conduit à la découverte de la superréaction et que par suite elle se prêtait facilement aux explications nécessaires pour faire comprendre les montages réalisés.

Mais nous devons reconnaître qu'elle n'explique pas certains faits constatés dans la pratique de la superréaction.

D'abord en général le couplage est plus serré que le couplage limite, puis la réception par superréaction est très sélective.

Enfin, dans bien des cas, l'intensité de la réception à la sortie de l'appareil n'est pas indépendante de la force électromotrice induite par la transmission dans le système récepteur.

Voici comment, d'après les idées actuelles, on peut expliquer la marche du phénomène.

Ces explications sont surtout valables pour le cas où les accrochages et décrochages sont produits par un système à lampes,

Prenons pour instant initial, celui où le système est le plus éloigné de l'accrochage. Le système récepteur ayant une résistance R , le courant induit dans le système récepteur est $\frac{E \sin \omega t}{R}$. Au fur et à mesure que nous nous rapprochons des conditions pour lesquelles les conditions d'amorçage sont réalisées, nous nous trouvons dans le cas d'un système de réception par simple réaction, dans lequel on ferait varier peu à peu le couplage de façon à se rapprocher du couplage limite.

La résistance apparente du circuit récepteur diminue, tout en restant positive.

Le courant dans le circuit récepteur, et par suite, la différence de potentiel filament grille qui lui est proportionnelle, augmentent progressivement.

Nous arrivons même au moment où nous pouvons considérer la résistance apparente du circuit comme nulle.

C'est un cas qui, par suite de son instabilité, ne saurait être atteint dans la pratique de la réaction ordinaire.

Ainsi tant que les conditions d'amorçage ne sont pas réalisées, nous nous trouvons dans le cas d'une réception par réaction ordinaire. Nous n'avons que des oscillations forcées, mais comme nous nous rapprochons de la limite, l'amplitude de ces oscillations forcées croît, et au moment où nous allons nous trouver dans les conditions où le poste peut devenir générateur, elles ont une valeur très grande. A cet instant les oscillations vont prendre naissance. Mais il est bien entendu qu'il leur faut un certain temps pour atteindre la valeur limite qui est fixée par la nature de la lampe et du circuit. Il existe un temps très court mais fini pendant lequel ces oscillations croissent. On se rend facilement compte que ce temps sera d'autant plus court que leur amplitude initiale, qui est celle qu'avait à ce moment la vibration forcée, est plus grande, et que l'influence de la vibration forcée continue à se faire sentir sur la manière dont les oscillations croissent.

Si le temps pendant lequel le système est susceptible d'être générateur est suffisant,

les oscillations atteignent leur valeur limite ; l'intensité du son à la réception est indépendante de la force électromotrice dans l'appareil récepteur.

Sinon, l'appareil décroche avant que les oscillations aient leur valeur limite, alors qu'on est encore dans la période variable ; l'intensité du son sera alors proportionnelle à la force électromotrice induite dans l'appareil récepteur.

Ceci montre bien encore pourquoi il est nécessaire que la fréquence du mécanisme de décrochage soit faible par rapport à celle des oscillations à recevoir.

Nous devons mentionner aussi un procédé qui a beaucoup d'analogie avec celui de la superréaction et qui nous est revenu récemment de l'étranger sous le nom de « flewelling » après avoir été imaginé par un ingénieur français.

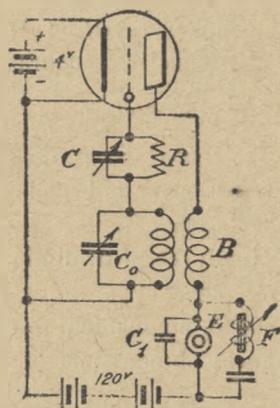


Fig 29.

Considérons le montage représenté par la figue 29, la capacité étant de l'ordre du centième de microfarad et la résistance de l'ordre de 500 000 ohms.

Que se passe-t-il dans un semblable montage ?

Des oscillations s'amorcent. La grille est soumise à une tension alternative assez élevée. Lorsqu'elle est positive par rapport au filament, elle attire une proportion assez notable d'électrons ; aucun courant ne passe au contraire lorsqu'elle est négative.

Il en résulte qu'un courant moyen de sens unique de valeur relativement élevée circule dans le circuit filament grille. Du reste, un procédé permettant de voir si une hétérodyne fonctionne, consiste à observer l'intensité du courant-grille. Ce courant excessivement faible, de l'ordre du microampère lorsque le système n'oscille pas, s'élève à une valeur de l'ordre de plusieurs milliampères quand les oscillations sont amorcées.

Mais dans le montage indiqué, les électrons viennent charger le condensateur C de telle façon que l'armature la plus rapprochée de la grille soit négative.

En réalité le condensateur tend à se décharger à travers la résistance R. Mais si l'apport d'électricité dû au courant grille est plus élevée que la décharge à travers la résistance, le potentiel négatif de la grille augmente en valeur absolue et atteint une valeur telle que le système tombe dans une région des caractéristiques de la lampe pour laquelle les oscillations cessent, l'apport d'électrons à la grille diminue instantanément et, la décharge du condensateur à travers la résistance R continuant, la grille reprend le potentiel qu'elle avait primitivement, les oscillations recommencent et le processus continue.

Nous avons donc dans le circuit oscillant un courant de haute fréquence perpétuellement interrompu, et cela à une fréquence qui dépend des valeurs respectives de C et de R.

Qu'arrive-t-il si une force électromotrice étrangère ayant la période des oscillations du circuit oscillant vient agir sur ce circuit ?

Lorsque les oscillations sont accrochées, cette force électromotrice est négligeable devant les forces électromotrices déjà en jeu ; les conditions de décrochage des oscillations restent les mêmes.

Il n'en est pas de même des conditions d'amorçage.

L'amorçage des oscillations est facilité par l'introduction de la force électromotrice étrangère ; il en résulte que l'amplitude de ces oscillations croît beaucoup plus vite, que par suite le moment où le décrochage doit se produire est plus vite atteint.

Finalement les interruptions du courant de haute fréquence sont plus nombreuses. Cette propriété peut être utilisée de deux manières.

On peut faire en sorte que la fréquence des accrochages soit de l'ordre des fréquences ultra-sonores.

Lorsqu'une force électromotrice étrangère vient agir, la fréquence des interruptions augmentant, la tension moyenne de grille diminue, le courant moyen dans la plaque qui traverse le téléphone diminue également. Ainsi l'arrivée d'une transmission provoque une variation du courant plaque, variation qui dépend de l'amplitude de la force électromotrice de la transmission. Si par suite la transmission est modulée, comme c'est le cas d'une transmission radiotéléphonique, elle est rendue perceptible au téléphone.

Un autre procédé d'utilisation consiste à faire en sorte que la fréquence d'interruption soit musicale. On perçoit donc toujours une note dans le téléphone. Mais l'arrivée de la transmission modifie la hauteur de cette note et la transmission peut se lire comme celles dues aux postes à arcs, pour lesquels on entend deux sons : celui dû à l'onde de manipulation et celui dû à l'onde de repos.

On peut éliminer l'un des sons par un filtre constituée par une capacité et une self-induction en série comme il est représenté sur la figure 29.

Détection des transmissions radiotéléphoniques. — Nous dirons quelques mots sur ce sujet parce qu'il aidera à comprendre certains phénomènes qui se produisent lorsqu'on utilise une hétérodyne à la réception des ondes amorties ou lorsqu'on utilise la superhétérodyne.

Supposons pour simplifier, que l'émission radiotéléphonique comporte la transmission d'une seule note musicale.

La figure 30 représente l'allure de l'onde de haute fréquence émise. On peut démontrer qu'une onde de haute fréquence F ainsi modulée à une basse fréquence F' , est équivalente à 3 ondes de haute fréquence; l'une de fréquence F , l'autre de fréquence $F - F'$, la 3^e de fréquence $F + F'$.

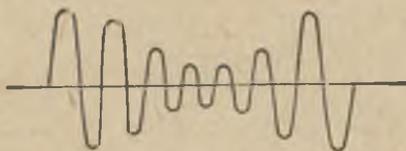


Fig. 30.

Lorsque ces 3 ondes sont détectées à la réception, il suffit de rapporter à ce que nous avons dit sur la réception par la méthode hétérodyne pour voir qu'après détection les ondes de fréquence F et $F - F'$ donnent une onde de fréquence musicale F' . Il en est de même des ondes de fréquence F et $F + F'$. On entend bien ainsi dans le téléphone un son de fréquence F' .

Considérons maintenant une onde amortie de fréquence F et dont les trains d'onde se reproduisent avec une fréquence F' . On peut la considérer comme une onde modulée, la forme de la modulation étant seulement plus compliquée que dans le cas simple envisagé primitivement. On conçoit donc qu'on doive entendre dans le téléphone un son de fréquence F' . Supposons maintenant qu'à la réception on utilise une hétérodyne de fréquence $F - F''$, $F - F''$ étant très voisin de F .

D'après ce que nous avons dit la transmission doit être considérée comme la somme de trois ondes $F - F'$, F et $F + F'$. L'onde locale $F - F''$ se combinant avec l'onde incidente de fréquence F produira un son musical de fréquence F . Les deux sons musicaux de fréquence F' et F'' superposés dans le téléphone donneront des battements au sens acoustique du mot.

C'est ce qui produira l'apparence de son soufflé que nous avons indiqué plus haut.

Au contraire dans la superhétérodyne, l'onde locale de fréquence $F - F''$ battra bien avec les ondes F et $F - F'$, il en résultera des ondes de fréquence $F - F''$ et $F - F' - F''$ qui seront encore des ondes de haute fréquence, de longueur d'onde plus grande que celle de la transmission, ces ondes seront amplifiées par l'amplificateur à

grande longueur d'onde puis à la dernière lampe détectrice, donneront naissance à un son de fréquence

$$(F - F'') - (F - F' - F'') = F'.$$

Dans la première lampe détectrice, il y aura bien également production d'un son de fréquence F' , mais ce son de fréquence musicale ne pourra battre avec les ondes de fréquence $F - F'$ et $F - F' - F''$ qui sont de haute fréquence. Il ne pourra du reste être amplifié par l'amplificateur pour grandes ondes et sera par suite sans effet.

Ce raisonnement est certainement un peu simple. Il suffit néanmoins pour faire comprendre pourquoi la méthode de la superhétérodyne est applicable à la réception des ondes amorties et des transmissions radiotéléphoniques.

CHAPITRE V

POSTES A LAMPES

Considérons pour fixer les idées un montage comme celui de la figure 31.
On reconnaît un des montages indiqués lorsque nous avons parlé des oscillations des lampes. La capacité de l'antenne par rapport au sol remplace le condensateur.

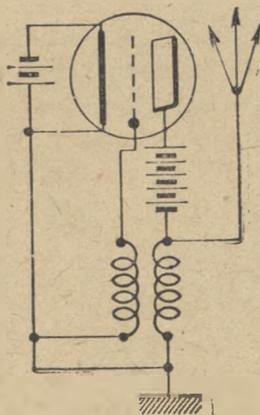


Fig. 31.

Nous avons un montage d'émission d'ondes entretenues par un système de lampes. Nous n'avons pas à nous occuper ici des divers montages utilisés dans les postes à lampes, nous nous occuperons seulement des lampes elles-mêmes.

Dans un poste à lampes, il faut évidemment retirer des triodes le plus d'énergie possible. L'intensité du courant dans le circuit oscillant doit être aussi grande que possible. De quoi dépendent cette intensité et par suite la puissance dépensée dans le circuit oscillant.

Revenons au montage de la figure 31 qui est le plus simple des montages à envisager. La source haute tension qui alimente la plaque fournit un courant moyen i_0 , mais la valeur de ce courant n'est pas constante, elle oscille de part et d'autre de la valeur moyenne avec la fréquence des oscillations.

Le courant dans la plaque est de la forme

$$i = i_0 + i_1 \sin \omega t.$$

il a donc pour valeur maximum $i + i_1$ et pour valeur minimum $i - i_1$.

La valeur maximum ne peut être supérieure au courant de saturation I_s ; d'autre part la valeur minimum ne peut être négative. On pourrait démontrer, chose presque évidente intuitivement, qu'une des conditions pour que la lampe fournisse sa puissance maximum est que la valeur du courant plaque atteigne ses deux limites, c'est-à-dire que l'on ait $i_0 + i_1 = I_s$ et $i_0 - i_1 = 0$.

Dans ces conditions le courant moyen est égal à $\frac{I_s}{2}$ et on a également $i_1 = \frac{I_s}{2}$. Mais cette condition n'est pas suffisante; nous avons vu qu'entre les deux extrémités de l'inductance plaque se produisait une force électromotrice de haute fréquence en opposition de phase avec la partie alternative haute fréquence du courant plaque.

Cette force électromotrice en opposition de phase est équivalente à la force contre électromotrice d'une machine.

La puissance absorbée à la source à courant continu qui alimente la plaque et qui est transformée en puissance haute fréquence est égale au produit de la valeur efficace $\frac{i_1}{\sqrt{2}}$ de la partie alternative du courant plaque par la valeur efficace $\frac{E}{\sqrt{2}}$ de cette force contre électromotrice.

Pour avoir la puissance maximum, il faut donc aussi donner à E sa valeur maximum. Mais nous savons qu'au moment où la tension grille et le courant plaque ont leur valeur maximum, la tension plaque est égale à $U - E$ (U tension continue de la source d'alimentation). $U - E$ ne peut devenir négatif, donc la valeur de E est égale à U et comme nous devons également avoir $i_1 = \frac{I_s}{2}$, la puissance maximum utilisable que peut fournir la lampe est

$$\frac{U}{\sqrt{2}} \times \frac{I_s}{2\sqrt{2}} = \frac{UI_s}{4}.$$

On peut donner des démonstrations rigoureuses de ce fait que les considérations que nous venons d'exposer permettent de pressentir.

Du reste cette valeur $\frac{U I_s}{4}$ n'est qu'une puissance maximum théorique.

Il est évident que si nous avons $U = E$ au moment où la tension grille atteint sa valeur maximum, la tension plaque serait nulle, beaucoup d'électrons seraient arrêtés au passage par la grille et le courant plaque ne pourrait atteindre sa valeur maximum. E doit donc être toujours un peu inférieur à U.

Remarquons que dans ce cas purement théorique, la puissance fournie par la source à courant continu qui alimente la plaque est $U I_0$ par suite $\frac{U I_s}{2}$. Le rendement, c'est-à-dire le rapport de la puissance utilisable en haute fréquence à la puissance fournie à la lampe par la source qui l'alimente est

$$\frac{\frac{U I_s}{4}}{\frac{U I_s}{2}} = \frac{1}{2}$$

Lorsque la lampe fournit sa puissance maximum, le rendement est de 50 %.

Que devient la puissance non utilisée? Elle est transformée en chaleur comme toute énergie dégradée; cette puissance sert à attirer avec une certaine vitesse, les électrons vers la plaque; la plaque s'échauffe sous l'influence de ce bombardement et c'est précisément cet échauffement qui constitue la dégradation à l'état de chaleur d'une partie de la puissance fournie par la source à haute tension.

Sous l'influence de cet échauffement la température de la plaque s'élève, puis elle se fixe à une valeur telle que la quantité de chaleur rayonnée par la plaque pendant l'unité de temps soit égale au produit de l'équivalent mécanique de la chaleur par la puissance dégradée sur la plaque.

La quantité de chaleur rayonnée par une plaque pour une température donnée est égale à KST^4 . K étant une constante, S la surface extérieure de la plaque et T sa température absolue (température centésimale + 273).

C'est cette élévation de température de la plaque qui limite le fonctionnement de la lampe. Si la température est trop élevée la plaque peut fondre. En outre, avant d'atteindre sa température de fusion, la plaque peut laisser échapper des traces de gaz occlus dans le métal. Il cesse alors d'y avoir le vide dans la lampe et celle-ci devient hors d'état de fonctionner.

Pratiquement les plaques de nickel ne doivent pas être à une température supérieure à celle du rouge naissant, les plaques de molybdène peuvent être portées au rouge vif. Pratiquement cela correspond pour le nickel au rayonnement d'une quantité de chaleur égale à 1,5 watt par cm^2 , à 6 watts pour le molybdène.

Si on cherche à construire une lampe, on s'aperçoit que pour les lampes ordinaires, il est difficile de réaliser des plaques dont les dimensions permettent de rayonner plus de 5 à 600 watts.

Il semble donc qu'il soit impossible de réaliser des lampes ayant une puissance supérieure à 600 watts. En réalité il n'en est rien.

Pour mieux faire comprendre l'artifice auquel on a recours nous commencerons par une comparaison avec les machines dynamos à courant continu.

Envisageons une machine à excitation séparée de 100 volts 10 ampères. Cela veut dire que le courant maximum que puisse supporter son induit est de 10 ampères.

Soit E la force électromotrice induite, R la résistance de l'induit, R' la résistance extérieure, le courant est

$$i = \frac{E}{R + R'}$$

et la puissance dépensée dans le circuit extérieur est

$$R' i^2 = \frac{R E^2}{(R + R')^2}$$

Cette expression est maximum quand $R = R'$, et le rendement est égal à 50 %.

Dans une machine comme celle que nous venons de décrire R est égal à environ 1 ohm.

Puisque $E = 100$ volts la puissance maximum serait

$$\frac{10\ 000}{4} = 2\ 500 \text{ watts} = 2,5 \text{ kilowatts}$$

mais le courant serait de

$$\frac{100}{2} = 50 \text{ ampères.}$$

c'est-à-dire supérieur au courant que peut supporter la machine. (En réalité du reste la résistance de l'induit d'une semblable machine est inférieure à 1 ohm) les valeurs de la puissance et du courant serait bien plus élevées, mais nous n'avons pris ce chiffre d'un ohm que pour faciliter les calculs).

Quoi qu'il en soit, on voit qu'une machine est susceptible de donner une puissance bien supérieure à sa puissance normale, mais que le rendement correspondant à sa valeur maximum ne serait que 0,5 ce qui conduirait à une dégradation d'énergie dans les enroulements, incompatible avec le bon fonctionnement de la machine. Ceci nous montre que les machines ont été construites pour fonctionner à une puissance bien inférieure à leur puissance maximum, mais que dans ces conditions elles ont un rendement beaucoup plus élevé (80 % environ) que le rendement de 50 % correspondant à leur puissance maximum.

S'il nous est possible par un artifice quelconque de faire en sorte que le rendement d'un poste à lampe prenne une valeur plus élevée que 50 %, 80 % par exemple, nous pourrions tirer de la lampe une puissance bien supérieure à celle que peut dégrader la plaque. Supposons que celle-ci puisse dégrader 500 watts, la puissance P que l'on pourra tirer de la lampe sera

$$\frac{P}{500 + P} = 0,8$$

d'où

$$P = 2\ 000\ \text{watts.}$$

Seulement la lampe ne fonctionne plus à sa puissance maximum, cette lampe qui donne 2 kilowatts, devra avoir été calculée de façon que sa puissance maximum, calculée par la formule $\frac{UI_s}{4}$ soit d'environ 5 à 6 kilowatts.

Nous allons voir comment on peut améliorer le rendement des lampes tout en ne leur faisant fournir qu'une puissance inférieure à leur puissance maximum.

Mais nous remarquerons tout d'abord qu'une lampe puissante doit être capable d'une très grande puissance maximum. Il faut donc que pour ces lampes UIs soit très grand. On est rapidement limité dans l'accroissement de Is. On ne peut songer à accroître la température du filament ce serait au détriment de la durée de la lampe. On peut accroître les dimensions du filament, sa longueur et sa section. Mais on est rapidement arrêté dans cette voie par des difficultés de construction. On est donc amené à donner à U la tension plaque des valeurs très élevées, c'est pour cela que les lampes actuelles travaillent sous des tensions très élevées de l'ordre de 10 000 à 15 000 volts.

Ainsi une lampe de 1 kilowatt travaille sous 10 000 volts, a un courant de saturation de 2 ampères, et consomme dans son filament 9 ampères sous 17 volts.

On voit qu'une semblable lampe serait capable de fournir une puissance maximum de 5 kilowatts, mais sa plaque ne peut guère dégrader que 500 watts.

Mais comment améliorer le rendement d'une lampe ?

Remarquons que lorsque la tension grille est positive, la différence de potentiel aux bornes du circuit oscillant est de sens inverse à la tension continue plaque, et en sens inverse du courant plaque qui a une valeur variable mais toujours de même sens. C'est pendant ce temps que cette différence de potentiel se comporte comme la force contre électromotrice d'une machine électrique fonctionnant en moteur et absorbe de l'énergie qui se transforme en énergie de haute fréquence dans le circuit oscillant.

Au contraire pendant l'autre alternance, elle est de même sens que la tension continue plaque. Pendant cette alternance il n'y a pas d'absorption d'énergie. Celle-ci est tout entière dégradée à l'état de chaleur sur la plaque.

Si donc nous pouvons supprimer le débit plaque pendant cette alternance, nous devons diminuer les pertes d'énergie et augmenter le rendement.

Mais il est très facile de supprimer cette alternance. Supposons que la tension alternative grille soit de la forme $V_g \sin \omega t$ et que par un procédé quelconque nous ayons fait en sorte qu'une différence de potentiel continu $-V_1$ existe entre la grille et le filament. V_1 étant la différence de potentiel pour laquelle sous la tension U , le courant plaque prend naissance.

Tant que la tension alternative grille sera négative, la grille sera à un potentiel tel par rapport au filament qu'aucun courant plaque ne pourra passer.

A l'instant où la tension alternative grille devient nulle, la tension alternative plaque qui lui est opposée en phase sera aussi nulle, la tension plaque sera égale à U , la différence de potentiel et le filament sera $-V_1$, le courant plaque prendra naissance. Bref le courant plaque ne passera que pendant l'alternance positive du courant grille. Il aura la forme indiquée dans la figure 32.



Fig. 32.

Ce courant plaque aura la forme d'une demi-sinusoïde. Il importe de préciser ce dernier point.

En faisant cette hypothèse que le courant plaque conserve une forme à peu près sinusoidale nous admettons implicitement que nous n'atteignons jamais les parties courbées des caractéristiques. Si nous atteignons ces parties courbées nous obtiendrions des courbes aplaties. Nous pourrions même observer des courbes dans le genre de celle de la figure 33.

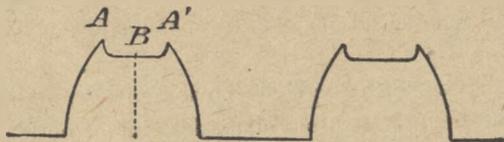


Fig. 33

Ces courbes peuvent être observées quelquefois sur les postes constitués par des lampes peu puissantes. Il est facile d'expliquer leur forme.

Au fur et à mesure que la tension grille croît, la tension plaque égale à $U - V_g \sin \omega t$ décroît, il arrive donc un moment où, quoique le nombre des électrons sortant du filament augmente, le nombre des électrons absorbés par la grille croît plus vite, et par suite celui des électrons absorbés par la plaque décroît. C'est ce qui se passe au point A, et c'est pour cela qu'à partir de ce point le courant plaque décroît.

Au point B le potentiel de grille commence à décroître et nous observons dans la région BA une marche du courant inverse de celle de la région AB.

Mais ce mode de fonctionnement dans lequel bon nombre d'électrons viennent échauffer la grille par leur bombardement correspond évidemment à un mauvais rendement et il vaut mieux chercher à se placer dans des conditions correspondant à celles de la figure 32.

Dans cette figure, nous avons supposé que la plaque débitait pendant une alternance du courant de haute fréquence.

Il est clair que si nous donnons la tension continue appliquée à la grille une valeur plus grande en valeur absolue que V_1 il faudrait que la tension grille ait déjà une valeur suffisamment positive pour contrebalancer cette tension continue négative. Le courant plaque ne passera que pendant une fraction de l'alternance positive de la tension grille (fig. 34).



Fig. 34.

C'est dans ces conditions qu'on peut obtenir dans les postes à lampes des rendements de 75 à 80 %. Mais nous le répétons, cet accroissement de rendement est accompagné d'une diminution de la puissance utile fournie par la lampe.

Comment convient-il de proportionner les tensions grille et plaque, ces tensions que nous avons désignées par $V_g \sin \omega t$ et $V_p \sin \omega t$. Il est évident que si la tension V_p est très petite, la force contre électromotrice qui absorbe de l'énergie étant faible on ne peut tirer beaucoup de puissance de la lampe. D'autre part si V_p était trop grand, si par exemple nous avons $V_p = U$, au moment où la tension grille est maximum, la tension plaque serait nulle, nous serions comme nous l'avons déjà dit dans de mauvaises conditions de rendement.

Généralement on fait en sorte que $U - V_p$ soit environ le dixième de U .

D'autre part il faut que nous restions dans des régions où le courant plaque continue à croître en fonction de la tension grille. L'expérience a montré que pour les lampes telles qu'on les réalise, la valeur maximum V_g de la tension grille doit être égale à 0,8 de la tension minimum plaque, c'est-à-dire qu'on doit avoir

$$V_g = 0,8(U - V_p).$$

Nous ne pouvons entrer ici dans le détail des procédés qu'il serait possible d'employer pour prédéterminer un poste à lampes. Ceci serait d'autant moins intéressant que ces procédés sont rarement employés et que le plus souvent c'est par tâtonnement qu'on amène un poste aux conditions de fonctionnement optimum.

On fait en sorte que l'ensemble des deux bobines L_1 et L_2 ait une self induction telle que si on désigne par C la capacité de l'antenne assimilée à une capacité pure, λ la longueur d'onde que l'on veut obtenir on ait

$$\lambda = 2\pi \cdot v\sqrt{LC}.$$

$$v = 3 \times 10^8.$$

On fait ensuite varier le nombre des spires de L_1 et de L_2 (fig. 35) (tout en maintenant la self-induction totale constante) et le couplage entre les bobines L_1 et L_2 de façon à ce que les indications de l'ampèremètre d'antenne soient maximum et qu'en même temps la température de la plaque (évaluée en fonction de sa coloration) ne soit pas trop élevée.

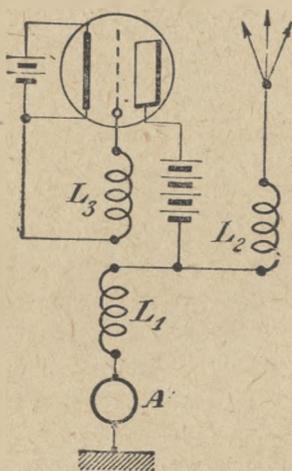


Fig. 35.

Il nous reste à dire maintenant comment on procède pour créer une différence de potentiel entre le filament et la plaque telle que la grille soit fortement négative par rapport au filament.

Il est impossible de produire cette différence de potentiel au moyen d'une batterie d'accumulateurs.

Les oscillations ne s'amorceraient pas si la grille était très négative par rapport au filament. Il faudrait mettre cette batterie en court-circuit et rompre le court-circuit une fois les oscillations amorcées, mais la mise répétée en court circuit d'une batterie d'accumulateurs aurait pour effet de la mettre rapidement hors de service.

Il existe un moyen facile de rendre la grille négative dès que les oscillations sont amorcées.

Ce procédé consiste à placer sur le circuit grille une résistance qui varie suivant les circonstances entre 5 000 et 30 000 ohms, cette résistance étant shuntée par une capacité de 2 à 3 millièmes de microfarad.

Dans ces conditions que se passe-t-il? On sait que lorsque les oscillations sont amorcées, la tension grille atteint pendant son alternance positive des valeurs assez élevées, elle attire des électrons, la capacité se charge, rendant la grille négative. Si la capacité n'était pas shuntée par une résistance, elle conserverait cette charge pendant l'alternance négative, puis cette charge augmenterait pendant l'alternance positive suivante, et ainsi de suite jusqu'au moment où la grille serait devenue tellement négative par rapport au filament qu'elle s'opposerait à toute émission d'électrons, la lampe cesserait de débiter.

Mais par suite de la présence de la résistance, le condensateur se décharge partiellement pendant l'alternance négative et finalement la tension grille prend par rapport au filament, un potentiel négatif V en valeur absolue. Ce potentiel est tel que la quantité d'électricité apportée par les électrons pendant le temps t_1 , pendant lequel $Vg \sin \omega t$ est plus grand que V , soit égale à la quantité d'électricité perdue par la résistance pendant le temps $T - t_1$ (T , durée d'une oscillation complète). Si on appelle R la valeur de la résistance qui shunte le condensateur, i_0 la valeur de courant indiquée par un ampère-mètre à courant continu placé dans le circuit grille, cette grille se trouve par rapport au filament au potentiel $-Ri_0$.

Pratiquement, R a une valeur de 10 à 20 000 ohms, le courant i_0 est de l'ordre de 20 à 30 milliampères. La grille se trouve donc portée à une tension négative par rapport au filament, par exemple de -300 volts en admettant $R = 15\,000$ ohms, $i_0 = 20$ milliampères.

La détermination de la résistance R , dont la valeur influe beaucoup sur la durée de débit du courant filament-plaque et par suite influe beaucoup sur la puissance utilisable et sur le rendement du poste à lampes, est un des points importants du réglage d'un poste.

En général, on ne donne pas une valeur fixe à cette résistance. On la constitue d'un rhéostat variable permettant des variations de l'ordre de 1 000 ohms. On constitue avantageusement ce rhéostat à l'aide de résistances qu'on trouve dans l'industrie pour le chauffage électrique.

Nous allons maintenant revenir encore une fois sur la manière d'effectuer le réglage optimum d'un poste.

Généralement, pour faciliter la variation de la portion de self-induction intercalée dans la plaque sans faire varier l'inductance totale du circuit oscillant, on donne à cette self-induction la forme de la figure 36. Les deux self-inductions de la figure 35 sont confondues en une seule bobine et on fait varier le point de connexion du circuit plaque

à cette self-induction. On commence par donner au nombre de spires de la self-induction intercalées dans la plaque une valeur quelconque. On couple au maximum la grille et la plaque, et on élève progressivement la tension plaque.

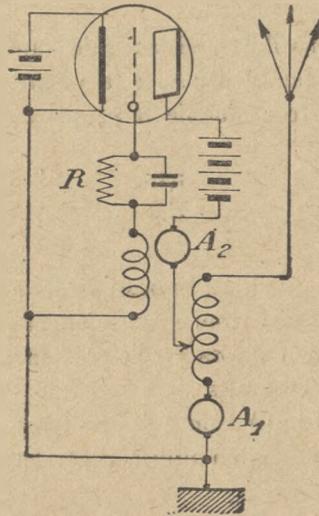


Fig. 36.

Quand on constate que l'ampèremètre pour courants alternatifs de haute fréquence A_1 commence à dévier, c'est-à-dire quand les oscillations sont amorcées, on continue à élever peu à peu la tension et en même temps on découple autant que possible les circuits grille-et plaque. Cette dernière opération a pour effet d'augmenter l'indication I de l'ampèremètre A_1 et de diminuer les indications i_0 de l'ampèremètre à courant continu A_2 . On arrête l'augmentation de la tension lorsqu'on constate par sa coloration que la plaque a atteint la température limite (rouge naissant pour le nickel, rouge vif pour le molybdène). A ce moment on agit sur la résistance R . On constate généralement qu'une variation dans un certain sens de cette résistance R améliore le rendement, on constate ce fait par l'observation de la coloration de la plaque.

On élève encore un peu la tension plaque et on continue ces opérations jusqu'à ce qu'il ne soit plus possible par action sur la résistance R , de diminuer la puissance dégradée sur la plaque.

On recommence ainsi ces opérations avec une autre valeur du nombre de spires intercalées dans la plaque et on détermine ainsi par tâtonnements, la valeur de la tension, le nombre de spires à intercaler dans la plaque et la valeur de la résistance R pour

lesquels les indications de l'ampèremètre A_1 sont maximum, la plaque étant cependant à une température admissible.

Signalons en passant que la fréquence des oscillations dépend du couplage entre les bobines grille et plaque, elle est sensiblement égale à celle du circuit oscillant pour les couplages très lâches.

Soient dans ces conditions R la résistance de l'antenne, I la valeur efficace du courant de haute fréquence indiquée par A_1 *io* la valeur moyenne du courant plaque indiquée par A_2 , U la tension continue de la plaque d'alimentation de la plaque, le rendement est

$$\frac{RI^2}{Uio}$$

la puissance utile étant RI^2 .

Comme nous l'avons déjà dit, il est impossible de donner aux plaques des lampes des dimensions leur permettant de rayonner sans danger plus de 500 watts.

En admettant un rendement de 80%, la puissance maximum qu'on peut tirer d'une lampe ordinaire est de 2 kilowatts.

(On a réalisé des lampes jusqu'à 3 ou 4 kilowatts).

Pour avoir plus de puissance on utilise généralement des lampes montées en parallèle.

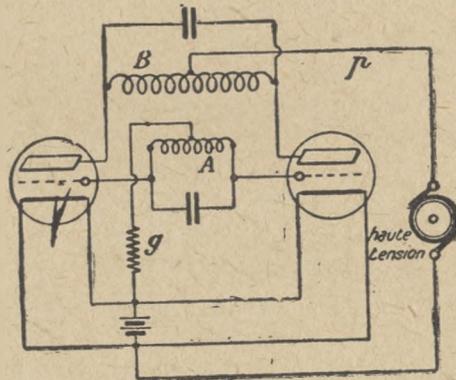


Fig. 37.

Nous devons signaler un montage particulier intéressant surtout pour les ondes courtes, (fig. 37). Dans ce montage il ne faut pas oublier que les inductances A et B doivent être enroulées en sens inverse. L'avantage de ce montage, c'est que les oscillations sont cantonnées dans les inductances grille et plaque et dans les fils réunissant les deux filaments chauffés en parallèle.

Aucune oscillation ne circule dans les fils communs des grilles et des plaques et leur capacité par rapport au sol ne peut troubler le fonctionnement du système.

En supprimant les condensateurs et en utilisant pour chaque inductance une seule spire de 8 centimètres de diamètre (la spire plaque ayant ses extrémités croisées pour avoir un couplage convenable, on a pu obtenir des oscillations ayant $1^m,50$ de longueur d'onde.

On a pu réaliser pour l'émission, des lampes plus puissantes que les lampes en verre utilisées jusqu'ici. Aux Etats-Unis on utilise des lampes à récipient métallique ce récipient métallique constitue la plaque de la lampe. Pendant le fonctionnement, cette plaque est plongée dans un récipient dans lequel circule un courant d'eau qui assure un refroidissement énergétique de la plaque.

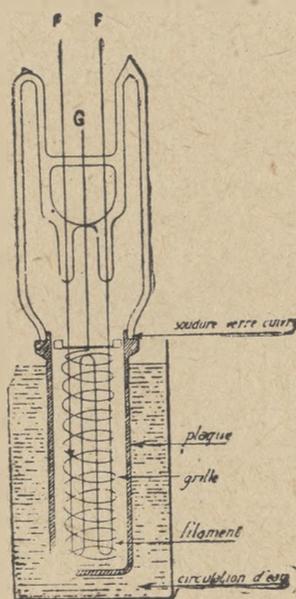


Fig. 38.

Au récipient métallique constituant la plaque, récipient qui est en cuivre, est soudé comme le montre la figure 38, un pied en verre par lequel passent les conducteurs amenant le courant filament et la tension à la grille.

La grosse difficulté qu'il a fallu vaincre pour réaliser ces lampes a été de trouver un procédé permettant de souder ce pied de verre à l'enveloppe de cuivre, de telle sorte que la soudure ne fût pas susceptible de se rompre sous l'influence des variations de température.

Une semblable lampe fournissant 20 kilowatts sous 15 000 volts est constituée par un cylindre de cuivre de 5 à 6 centimètres de diamètre et d'environ 20 centimètres de longueur, le filament tendu en V a environ 8 dixièmes de millimètres de diamètre et le courant de chauffage est de 50 ampères sous 20 volts.

En France, au poste de la Tour Eiffel, on utilise la lampe démontable HOLWECK.

La figure 39 donne une vue de cette lampe.

Le principe de cette lampe est le suivant :

Une partie de l'enveloppe de la lampe est un cylindre métallique constituant l'anode ; mais ce cylindre métallique, au lieu d'être fixé aux pièces de verre servant à amener les fils de connexion à l'intérieur, est appliqué contre elles par des joints. Ces joints ne peuvent être suffisamment étanches pour que le vide se maintienne d'une façon parfaite dans la lampe ; aussi pendant son fonctionnement est-elle toujours réunie à une pompe moléculaire qui maintient le vide.

Le cylindre constituant l'anode est placé à l'intérieur d'un autre cylindre concentrique, un courant d'eau circule entre les deux et refroidit la plaque.

Les joints (voir fig. 39) sont constituées par des bagues de caoutchouc exempt de matières volatiles. Ces bagues sont placées sur les tubes de verre B et C et serrées par des brides.

Le filament de tungstène a 36 centimètres de longueur, 0,05 cm. de diamètre, il constitue en réalité 2 filaments en parallèle.

La grille est en molybdène, son diamètre est de 1,8 cm. et elle est constituée par une hélice de 0,04 cm. de diamètre enroulée avec un pas de 0,3 cm.

La plaque est constituée par le cylindre de cuivre C et un courant d'eau circule entre cette plaque et la chemise métallique extérieure P.

Cette eau est amenée des canalisations de la Ville, par un tube de verre plusieurs fois replié pour assurer un bon isolement.

A la sortie de l'eau un thermomètre permet de se rendre compte de son élévation de température et par suite de s'assurer que la lampe ne chauffe pas trop. Le courant de saturation est d'environ 6 ampères.

La pièce de verre C qui termine la lampe à sa partie inférieure est fixée par un rodage sur l'extrémité *q* de la pompe moléculaire.

Il est bon de temps en temps, à plusieurs jours d'intervalle, de réunir l'ensemble étanche : lampe pompe moléculaire à une autre lampe permettant de faire ce qu'on appelle le vide préparatoire.

On obtient facilement avec de semblables lampes des puissances de 10 à 20 kilowatts, sous des tensions comprises entre 5 000 et 10 000 volts.

Quand on utilise de semblables lampes dans les postes, on ne les utilise pas directement pour la production des oscillations de haute fréquence.

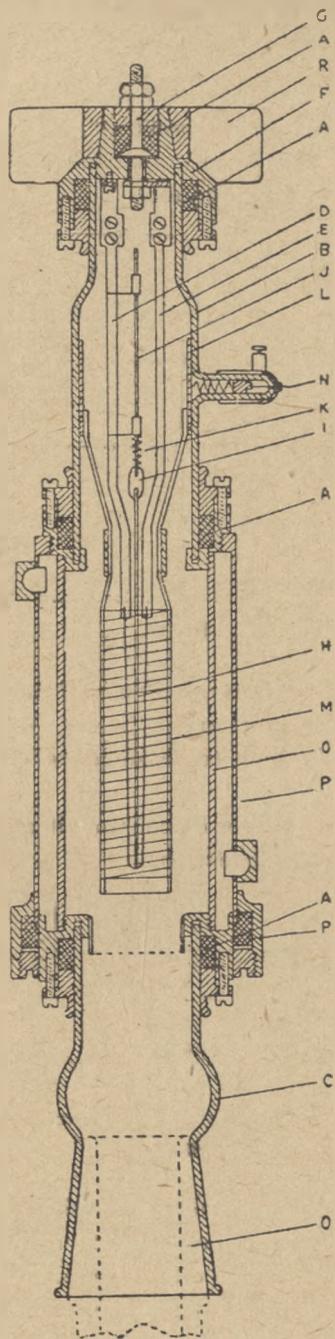


Fig. 39.

Ces lampes constituent un amplificateur à résonance à un seul étage (comportant du reste s'il y a lieu plusieurs lampes en parallèle).

On fait agir entre la grille et le filament une différence de potentiel haute fréquence provenant d'un poste moins puissant (fig. 40).

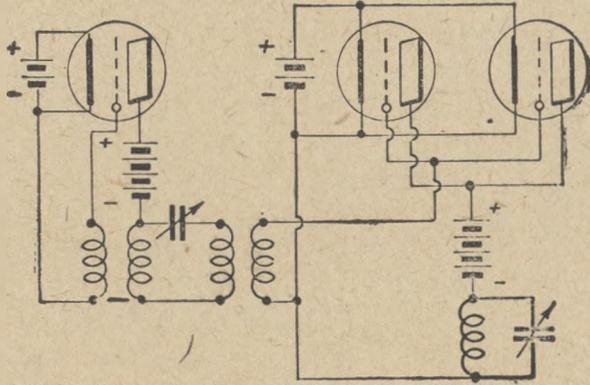


Fig. 40.

Les diodes redresseurs. — Nous avons vu qu'il était nécessaire dans les postes à lampes d'utiliser des tensions de plusieurs milliers de volts. Il est impossible ou du moins excessivement difficile d'obtenir ces tensions avec des machines à courant continu à collecteur.

La solution consiste donc à utiliser du courant alternatif, à élever sa tension par un transformateur et à redresser cette tension.

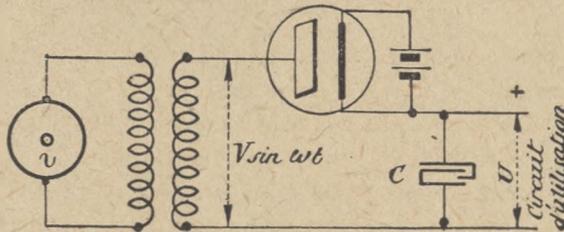


Fig. 41.

La lampe à deux électrodes nous fournit une solution du problème du redressement.

Nous allons d'abord envisager le problème du redressement par un seul diode. Nous verrons plus tard que cette solution est mauvaise.

La figure 41 représente le montage d'une lampe à deux électrodes ou redresseur.

Le courant ne peut passer dans la lampe que si la plaque est positive par rapport

au filament. Lorsque l'onde de différence de potentiel sera telle qu'il en soit ainsi, un courant circulera dans le circuit d'utilisation ; tout se passe comme si le diode était une pile dont la plaque serait le pôle positif.

Au contraire pour l'onde inverse, aucun courant ne circule à travers la lampe.

Mais si on a eu soin de placer en dérivation sur le circuit d'utilisation un condensateur, celui ci qui s'est chargé pendant la période de fonctionnement, se décharge pendant le temps mort.

L'expérience montre qu'avec un condensateur de capacité suffisante, on arrive à avoir aux bornes du circuit d'utilisation une tension qui ne varie que de quelques pour cent pendant une période complète du courant alternatif.

Le système avec une seule lampe serait mauvais. Il faudrait d'énormes condensateurs pour maintenir la tension constante. De plus le transformateur serait très mal utilisé et consommerait un courant réactif énorme.

Le secondaire serait en effet parcouru par un courant continu saturant le fer et le portant dans une région de faible perméabilité.

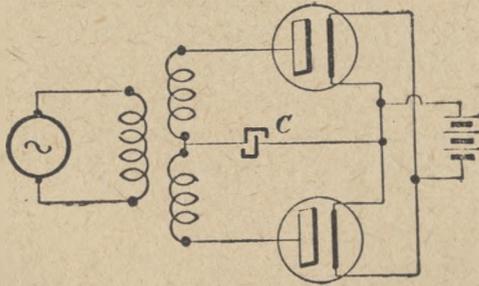


Fig. 42.

On remédie à cet inconvénient en utilisant deux redresseurs. La figure 42 représente le montage employé. Le circuit d'utilisation est en dérivation sur le condensateur.

Il faut employer un transformateur dans lequel le milieu du secondaire est accessible. Il ne faudrait pas chercher à utiliser deux transformateurs, sans quoi on retomberait dans l'inconvénient de la saturation par courant continu signalée plus haut.

Pour obtenir des tensions élevées en utilisant un transformateur à un seul secondaire on peut utiliser le montage suivant (fig. 43).

Si on désigne par U la tension maximum aux bornes du secondaire du transformateur qui alimente les diodes, on voit que le premier montage indiqué ne permet d'avoir qu'une tension continue égale à $\frac{U}{2}$, tandis que le second fournit une tension $2U$.

Mais bien entendu pour un transformateur donné, la puissance qu'on peut tirer de l'appareil reste la même dans les deux cas.

Il est possible de calculer la capacité à donner aux condensateurs pour que la tension continue se maintienne constante à quelques pour cent près.

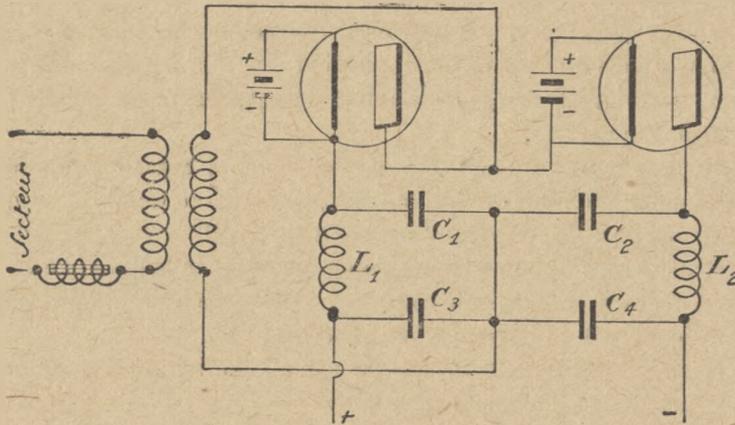


Fig. 43.

On constate en faisant ce calcul pour des fréquences industrielles qu'on est conduit à des capacités prohibitives. On trouve des capacités d'une dizaine de microfarads. Ces capacités, étant données les tensions élevées qu'elles doivent supporter, seraient très coûteuses à réaliser et très encombrantes.

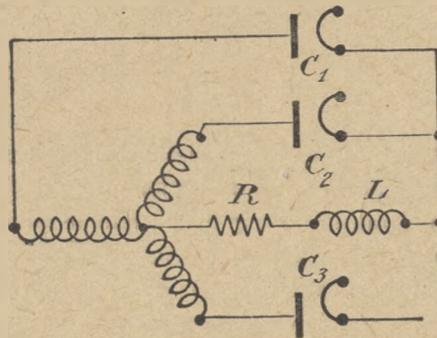


Fig. 44

Au contraire si on utilise des courants de fréquence musicale, les valeurs trouvées pour les capacités sont beaucoup plus admissibles.

Mais tout cela s'entend du redressement du courant monophasé.

Dans les installations à poste fixe, on dispose très souvent de courant polyphasé très facile à redresser.

La figure 44 montre la disposition des redresseurs lorsqu'on utilise un courant à p phases (dans la figure $p = 3$).

Les p phases sont montées en étoile.

Les extrémités des p phases sont reliées aux plaques des diodes. Les filaments sont réunis au point neutre par l'intermédiaire du circuit d'utilisation R et d'une self-induction L qui a pour but d'adoucir le courant. Chaque phase débite pendant un $p^{\text{ième}}$ de période.

Dans la figure 45 on a représenté dans le cas d'un courant triphasé les diverses ondes convenablement décalées.

Les parties pointillées correspondent au temps pendant lequel les phases ne débitent pas sur les diodes, les parties pleines les périodes de travail.

La ligne en trait plein représente donc en fonction du temps la forme de la courbe de différence de potentiel aux bornes de l'ensemble self-induction circuit d'utilisation. On voit que cette différence de potentiel comporte une composante continue et une composante alternative non sinusoïdale de fréquence p fois la fréquence du circuit d'utilisation.

Cette dernière composante sera fortement atténuée par l'inductance de la bobine L.

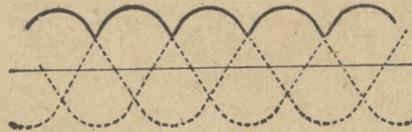


Fig. 45.

Cette inductance devra être d'autant plus faible que le nombre de phases est plus élevé puisque sa réactance sera proportionnelle au nombre de phases. On a donc intérêt à utiliser des courants ayant le plus grand nombre de phases possible.

Mais dans les distributions d'électricité, on ne rencontre que du courant triphasé. Seulement il est très facile de transformer celui-ci en courant hexaphasé.

Supposons que nous ayons un transformateur triphasé.

Il suffira que dans le secondaire les milieux des 3 enroulements soient accessibles.

Ces milieux réunis entre eux constitueront le point neutre d'un système hexaphasé dont les 6 extrémités du secondaire constitueront les départs des six phases.

CONCLUSION

Dans ce qui précède nous avons ébauché les propriétés des lampes à trois électrodes et esquissé leurs principales applications. Elles peuvent se prêter à beaucoup d'autres, mais nous avons cru devoir nous borner à n'indiquer ici que les principales.

TABLE DES MATIÈRES

	Pages
CHAPITRE PREMIER	
Quelques principes de physique : La constitution de la matière, l'électron, l'émission thermoionique	5
CHAPITRE II	
Des lampes à deux et à trois électrodes Théorie générale	9
CHAPITRE III	
Les Amplificateurs	28
CHAPITRE IV	
Production des oscillations par les lampes	54
CHAPITRE V	
Postes à lampes	74

Viennent de paraître :

G. GROSZKOWSKI

Adapté et traduit du polonais par

M. TEYSSIER

LES LAMPES A PLUSIEURS ÉLECTRODES ET LEURS APPLICATIONS

Émissions d'électrons par les corps incandescents

La lampe cathode à deux électrodes

(Exemples numériques de calculs de lampes à deux électrodes)

La lampe cathode à trois électrodes

(Exemples de calcul de lampes à trois électrodes)

Fonction détectrice de la lampe cathode à trois électrodes

(Exemples de calcul d'établissement de détecteur à lampes)

Fonction amplificatrice de la lampe cathode à trois électrodes

(Exemples de calculs et de projets d'amplificateur)

Fonction génératrice de la lampe cathode à trois électrodes

(Exemples de calculs et de projets d'émetteur à lampes)

Prix : 40 francs

LES LAMPES A DEUX GRILLES ET LEURS APPLICATIONS

par

P. HÉMARDINQUER

*Ouvrage contenant de nombreux
montages spéciaux à bi-grilles*

Un volume de 112 pages — **Prix : 6 fr. ; Franco : 6 fr. 60**

Étienne CHIRON, éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (VI^e)

Viennent de paraître :

**L'ALIMENTATION
DES POSTES DE T.S.F.
PAR LE SECTEUR**

par

Marc CHAUVIERRE

“ “ INGÉNIEUR-ÉLECTRICIEN “ “

Un volume de 112 pages

Prix 6 francs - Franco 6 fr. 60

A. BRANGER

**TOUS LES MONTAGES
DE T.S.F.**

Schémas pratiques donnant
tous les dispositifs connus
pour les montages de T. S. F.

NOUVELLE ÉDITION, REVUE, CORRIGÉE ET AUGMENTÉE

par

Alain BOURSIN

Prix : 9 francs - Franco 9 fr. 80

Étienne CHIRON, éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (VI^e)

COURS DE L'ÉCOLE SUPÉRIEURE D'ÉLECTRICITÉ

(SECTION DE RADIOÉLECTRICITÉ)

H. ARMAGNAT et Léon BRILLOUIN. — Les Mesures en haute fréquence	30 fr. »
M. BOCHET. — Les Moteurs thermiques	20 fr. »
BETHENOD. — Les alternateurs à haute fréquence.	25 fr. »
DE BELLESCIZE. — Les atmosphériques et leur influence sur les signaux de T. S. F.	10 fr. 80
CURIE (M ^{me} Pierre). — Radioactivité et phénomènes connexes	4 fr. 30
L. DRIENCOURT. — Emploi de la T. S. F. pour la détermination des longitudes et l'unification de l'heure.	7 fr. 20
E. REYNAUD-BONIN. — L'acoustique téléphonique. La téléphonie. La télégraphie	12 fr. »
R. JOUAUST. — La télégraphie par le sol et les moyens de communication spéciaux	14 fr. 40
E. BLOCH, Maître de conférences à la Sorbonne. — Les procédés d'enregistrement des signaux de T. S. F.	7 fr. 20
J.-B. POMEY, Ingénieur en chef des télégraphes. — Principes de calcul vectoriel et tensoriel	36 fr. »
DUFOUR, chargé de cours à la Sorbonne. — Oscillographe cathodique pour l'étude des basses, moyennes et hautes fréquences	7 fr. 20
A. PEROT, professeur à l'École Polytechnique. — Phénomènes magnétiques et électriques terrestres	6 fr. »
A. PEROT, professeur à l'École Polytechnique. — Principes d'acoustique	9 fr. 60
FRANCK (C ^t). — La T. S. F. dans l'Aéronautique	9 fr. 60
R. MESNY. — Usage des cadres et radiogoniométrie.	30 fr. »
P.-M. VIEILLARD. — Les Antennes de T. S. F.	10 fr. 80
P.-M. VIEILLARD. — L'Émission en ondes amorties.	10 fr. 80

Etienne CHIRON, éditeur, 40, rue de Seine, PARIS-6^e

Vient de paraître :

LE
SUPERHÉTÉRODYNE
ET LA
SUPERRÉACTION

PAR
P. HÉMARDINQUER
INGÉNIEUR-ÉLECTRICIEN

Préface de M. A. BLONDEL, membre de l'Institut

Un beau volume grand in-8° de 176 pages,
illustré de 175 figures et photographies.

Prix : 21 fr. 60

Vient de paraître :

LE
SUPERHÉTÉRODYNE

SON PRINCIPE :: SON INVENTION
■■■■■■■■■■ SON ÉVOLUTION ■■■■■■■■■■

Étude suivie de la reproduction des
principaux brevets relatifs à ce montage

par

H. DE BELLESCIZE

Livre documentaire de premier ordre qui, étant donné la personnalité de
l'auteur, est appelé à avoir un gros succès et un grand retentissement.

Prix : 15 francs

Étienne CHIRON, éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (VI^e)

RADIOTÉLÉPHONIE
ET APPLICATIONS DIVERSES
DES LAMPES A TROIS ELECTRODES

La T. S. F. en trente leçons

Comprendra 5 fascicules

1^{re} Partie.

Electrotechnique générale préparatoire à la T. S. F., par
MM. CHAUMAT ET LEFRAND.

2^e Partie.

**Principes généraux de la radiotélégraphie et applications
principales,** par M. METZ.

3^e Partie.

Mesures et radiogonométrie, par M. MESNY.

4^e Partie.

Les lampes à plusieurs électrodes (Théorie et applications), par
M. JOUAUST.

5^e Partie.

**Radiotéléphonie et applications diverses des lampes à trois
électrodes,** par M. CLAVIER.

A. CLAVIER

RADIOTÉLÉPHONIE

ET

APPLICATIONS DIVERSES

DES

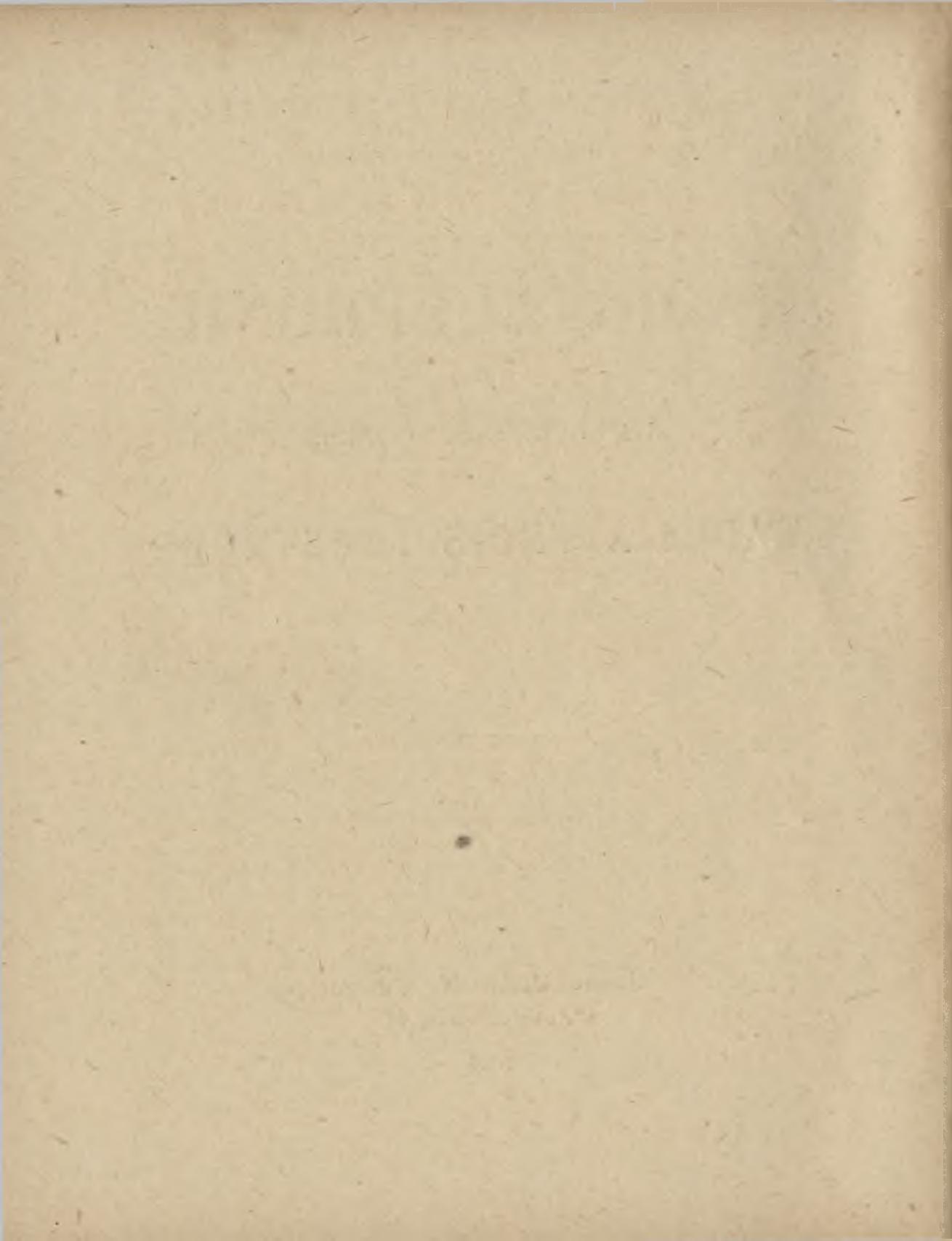
LAMPES A TROIS ÉLECTRODES

PARIS

Etienne **CHIRON**, Editeur

40, RUE DE SEINE, 40

1925



RADIOTÉLÉPHONIE

ET APPLICATIONS DIVERSES

DES LAMPES A TROIS ELECTRODES

INTRODUCTION

Cet ouvrage, reproduction de leçons faites en 1923 et 1924 au Conservatoire National des Arts et Métiers sous les auspices de la Société des Amis de la T. S. F. décrit les applications les plus importantes des lampes à 3 électrodes, dont les propriétés ont été exposées par M. JOUAUST dans son ouvrage : *Les lampes à plusieurs électrodes* paru dans cette même collection.

Les applications envisagées sont les suivantes :

1° Réalisation d'une radio-communication téléphonique au moyen des lampes à 3 électrodes ;

2° Génération et réception des ondes de très haute fréquence ;

3° Autres applications de la lampe à 3 électrodes : les répéteurs téléphoniques. Radiocommunications le long des lignes conductrices. La lampe à 3 électrodes comme instrument de mesure.

RÉALISATION D'UNE RADIOCOMMUNICATION TÉLÉPHONIQUE AU MOYEN DES LAMPES A 3 ÉLECTRODES

Schéma général d'une radiocommunication téléphonique au moyen des lampes à 3 électrodes. — La lampe à 3 électrodes a permis de réaliser de façon commode des transmissions par téléphonie sans fil ; on sait le prodigieux développement que ce moyen de communication à distance a connu depuis quelques années, particulièrement en ce qui concerne les émissions de conférences et concerts diffusés vers tous les auditeurs (broadcasting). S'il est relativement simple, toutefois, de mettre sur pied une transmission de qualité moyenne, de grandes précautions doivent être prises pour obtenir plus de fidélité dans la reproduction à distance des paroles et des sons. De remarquables progrès ont été rapidement accomplis, et les résultats obtenus sont tels que la valeur éducative et artistique de la radiodiffusion ne saurait plus être mise en doute.

Si l'on se reporte à la figure 1 qui donne le schéma général d'une communication radiotéléphonique effectuée au moyen de lampes à 3 électrodes, on constate une certaine similitude entre les opérations nécessaires à l'émission et à la réception. Aux deux aboutissants se trouvent les organes humains mis en jeu dans les communications humaines effectuées au moyen de sons articulés ou musicaux ; c'est l'action de la voix humaine qui est transmise à distance et vient finalement aboutir à l'oreille humaine. On ne peut songer à réaliser une radiocommunication téléphonique de bonne qualité sans faire une étude préalable des organes sensoriels mis en jeu.

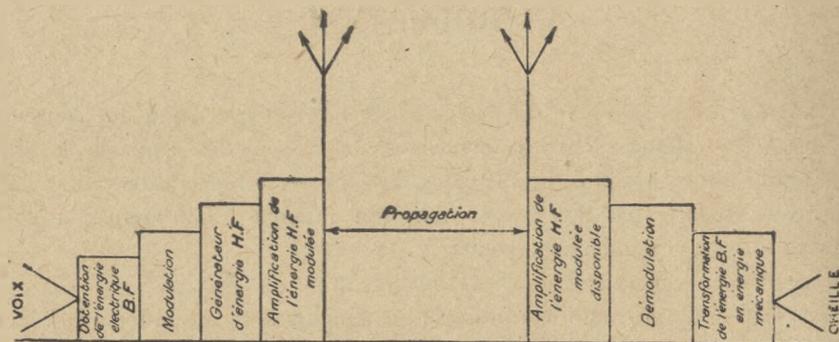


Fig. 1. — Schéma général d'une liaison radiotéléphonique.

L'énergie de la voix subit à l'émission des transformations successives : transformation de l'énergie sonore en énergie électrique basse fréquence (microphone) ; action de l'énergie électrique basse fréquence ainsi obtenue sur un générateur de courant haute fréquence (modulation). L'énergie haute fréquence modulée est généralement amplifiée avant d'aboutir à l'excitation de l'antenne émettrice et au rayonnement d'ondes électromagnétiques dans l'espace.

Ces ondes électro-magnétiques peuvent agir sur l'antenne réceptrice en y provoquant la naissance d'oscillations de haute fréquence dont l'amplitude suit, comme forme et valeur, celle de l'oscillation correspondante de l'antenne émettrice. Un ajustement approprié permet de recueillir au mieux l'énergie incidente. Cette énergie disponible est convenablement amplifiée. Il est alors nécessaire de repasser de cette forme d'énergie haute fréquence modulée à une forme d'énergie basse fréquence par un procédé inverse de celui de la modulation. Quand cette démodulation est effectuée, on se sert de l'énergie basse fréquence obtenue pour provoquer des vibrations mécaniques qui, transmises par l'air, finissent par donner à l'oreille qui écoute les impressions sonores et musicales primitivement transmises.

L'étude qui suit s'appuie sur l'analyse qui précède. Nous étudierons toutefois

en premier lieu les appareils générateurs et récepteurs d'énergie haute fréquence ; cette énergie haute fréquence forme en quelque sorte le support de la communication à distance. Dans une deuxième partie nous étudierons la constitution des sons à transmettre et de façon correspondante, les propriétés essentielles de l'oreille avec laquelle nous devons finalement les percevoir. A ces organes humains il faut adjoindre, comme nous l'avons vu, des mécanismes qui font passer de l'énergie vibratoire sonore à l'état d'énergie électrique de fréquence correspondante, ou inversement (microphones, récepteurs téléphoniques). Il ne restera ensuite à exposer que les procédés de modulation et de démodulation qui complètent le système de radiocommunication téléphonique.

CHAPITRE PREMIER

LES LAMPES A L'ÉMISSION ET A LA RÉCEPTION

A. — GÉNÉRATEURS DE COURANT HAUTE FRÉQUENCE

Pour les besoins de la téléphonie sans fil les générateurs de courant haute fréquence actuellement employés sont exclusivement les lampes à 3 électrodes.

On sait que la principale propriété des lampes à trois électrodes ⁽¹⁾ est de constituer un relais presque dénué d'inertie. Si entre grille et filament d'une lampe à 3 électrodes on dispose un circuit E (circuit d'entrée) où une certaine énergie H. F. provoque entre G et F des variations de potentiel, on peut transmettre, en l'amplifiant, l'énergie H. F. à un circuit U disposé entre plaque et filament (circuit d'utilisation). L'augmentation de puissance est obtenue, bien entendu, aux dépens de la source de tension plaque, outre la puissance dépensée pour l'alimentation du filament (fig. 2).

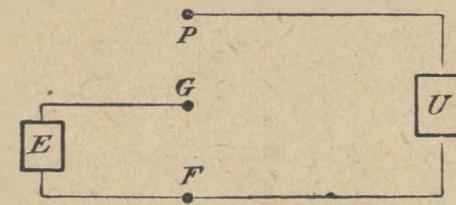


Fig. 2.

En faisant repasser de façon convenable une partie de l'énergie du circuit U au circuit E, on peut faire en sorte qu'un premier ébranlement qui se produit toujours, s'accroisse, se stabilise, et s'entretienne. C'est sur ce couplage en retour qu'est fondé

(1) Voir JO AUST. — *Loc. cit.*

l'emploi de la lampe à 3 électrodes comme générateur auto-exciteur du courant haute fréquence (fig 3).

Il est facile de comprendre que la partie d'énergie ainsi retournée du circuit U au circuit E est soumise à des conditions de grandeur, de fréquence et de phase pour que

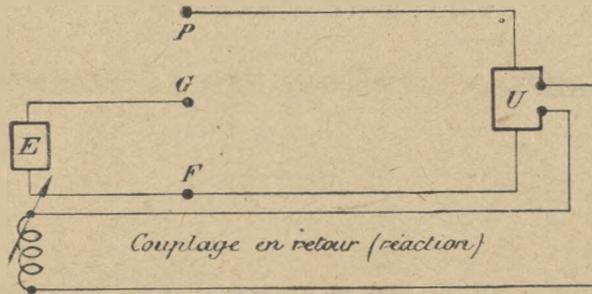


Fig. 3.

l'obtention de l'entretien soit possible. L'équilibre s'établit quand un premier ébranlement ayant donné naissance à un courant I dans le circuit U le couplage est tel qu'il fait naître par son action un courant de même grandeur, même fréquence et même phase que ce courant I . Pour un couplage convenable en grandeur et phase, une certaine

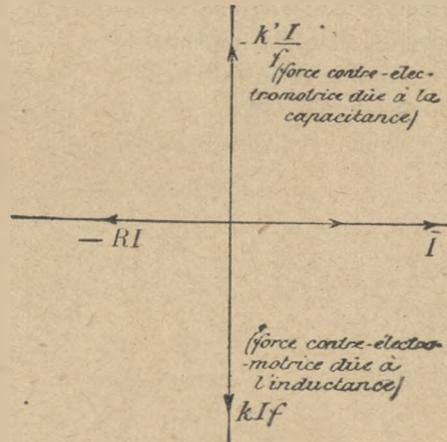


Fig. 4.

fréquence peut ainsi être obtenue. La lampe peut être considérée sous ce jour comme un convertisseur de fréquence. Une certaine énergie de cette fréquence est obtenue pour un couplage de valeur déterminée et assurant au courant de réaction une phase convenable (condition d'entretien).

On peut encore considérer le phénomène envisagé, de manière équivalente, mais assez suggestive, de la façon suivante : supposons qu'une oscillation électrique prenne naissance dans le circuit U : des forces contre-électromotrices naissent aussitôt dans ce circuit : l'une est une force contre-électromotrice de résistance, en première approximation indépendante de la fréquence, et qui s'exerce en opposition avec le courant, tendant à l'amortir (fig. 4). Les autres sont des forces qui s'exercent en quadrature avec le courant : l'une naît à cause de la self-induction du circuit et croît proportionnellement à la fréquence ; l'autre naît à cause de la capacité et croît inversement proportionnellement à la fréquence.

Il ne peut s'établir de régime stable que si toutes ces forces sont équilibrées. Pour les forces en quadrature avec le courant, leurs effets étant opposés et leur variation avec la fréquence de sens inverse, une certaine fréquence assurera leur égalité

$$\left(\text{résonance} \quad Kl f = K' \frac{1}{f} \right).$$

La force contre-électromotrice de résistance ne peut être équilibrée que par une force s'exerçant en phase avec le courant. C'est cette force que le couplage en retour est capable d'introduire. Cette force $R'I$ annihile l'effet d'amortissement dû à la résistance. Le coefficient R' agit comme une résistance négative. L'égalité des coefficients R et R' réalisera la condition d'entretien.

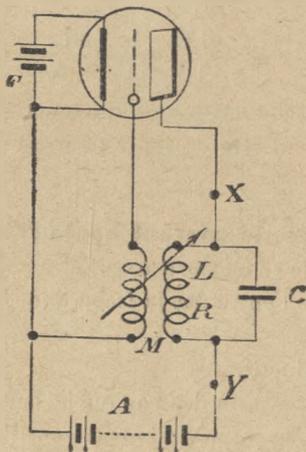


Fig. 5.

Il est facile d'appliquer ces considérations générales à un cas particulier représentant l'un des schémas simples et fondamentaux d'oscillateur HF à lampe, si l'on suppose que les courants sont parfaitement sinusoïdaux. Considérons le schéma figure 5. L'égalité des forces contre-électromotrices d'inductance et de capacité sera très approximati-

vement satisfaite par la fréquence mettant le circuit L, C en résonance, c'est-à-dire assurant la relation :

$$LC\omega^2 = 1 \quad (\omega = 2\pi f).$$

Cherchons comment pourra être satisfaite l'égalité des forces en phase et en opposition avec le courant. Il nous suffira d'écrire qu'entre les points X et Y la résistance totale du circuit est nulle. Cette résistance est constituée :

1° par la résistance du circuit en résonance, égale à $\frac{L}{CR}$ (1) ;

2° par la résistance de réaction introduite par le couplage en retour et l'action de la lampe. Cette résistance est le quotient de la force électromotrice qui s'exerce dans le circuit plaque e_p par le courant qui parcourt ce circuit i_p . Ce courant i_p est obtenu par l'équation usuelle de la lampe :

$$i_p = \frac{1}{\rho} (e_p + Ke_g)$$

ρ résistance interne de la lampe, e_g tension grille = $M\omega i_1$; K coefficient d'amplification en volts :

$$i_p = \frac{1}{\rho} (L\omega i_1 + KM\omega i_1)$$

$$R' = \frac{e_p}{i_p} = \frac{\rho L}{L + KM}$$

La condition d'entretien s'écrira (2) :

$$\frac{L}{CR} + R' = \frac{L}{CR} + \frac{\rho L}{L + KM} = 0$$

M , coefficient d'induction mutuelle entre les inductances de grille et de plaque pouvant être négatif, cette condition peut être satisfaite pour un sens convenable de couplage entre ces bobines.

Schémas de générateurs de courant haute fréquence à lampes à 3 électrodes. — Un grand nombre de schémas peuvent être employés pour la réalisation des générateurs. Ils diffèrent l'un de l'autre par la façon dont s'effectue le couplage en retour dont nous venons de parler.

1° Couplage purement inductif.

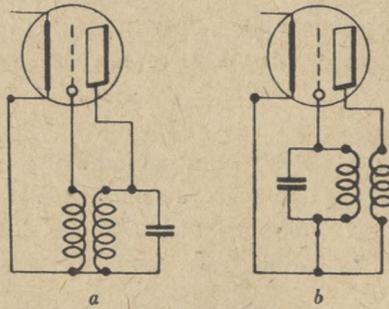
L'exemple choisi plus haut est un des cas où le couplage est purement inductif. Un autre cas du même genre, très employé dans la constitution des appareils récepteurs, est indiqué figure. 6, *b*. Le circuit oscillant est alors inséré sur la grille.

2° Couplage par capacité.

Au lieu de coupler les circuits d'entrée et d'utilisation par induction, on peut les

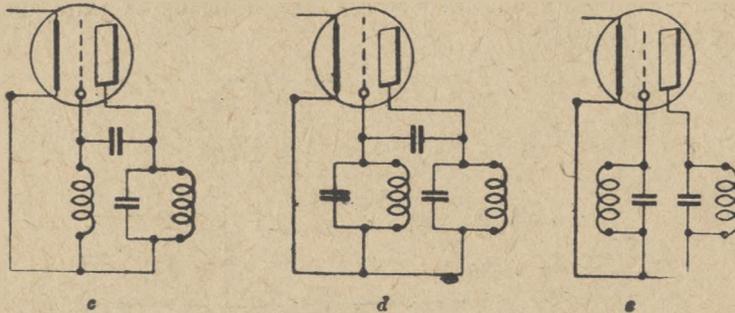
(1) Voir ci-après, Constitution des selfs d'arrêt, page 20.

(2) Voir MORECROFT. — *Principles of Radio Communication*.



Couplage inductif.

a) circuit oscillant sur plaque. — b) circuit oscillant sur grille.

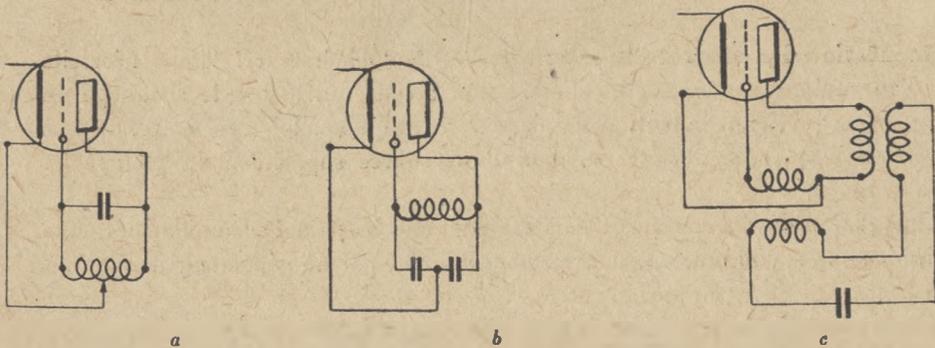


Couplage par capacité.

d diffère de c par l'accord du circuit oscillant de grille.

Dans le montage e le couplage en retour est obtenu par l'action de la capacité interne de la lampe.

Fig. 6. — Schémas d'oscillateurs à lampes. (L'alimentation plaque n'est pas indiquée).



a Couplage par induction et capacité (Heterodyne-Hartley).

b Couplage par induction et capacité (Colpitta).

c Circuit oscillant séparé couplé avec la grille et la plaque (Meissner).

Fig. 7. — Schémas d'oscillateurs à lampes. (Couplages composites)

coupler par capacité. Les figures 6, c, d, e, donnent des montages de ce genre. Dans le montage e le couplage est uniquement obtenu par l'action de la capacité interne grille-plaque de la lampe. Nous aurons l'occasion de revenir sur l'effet des capacités internes des lampes à 3 électrodes.

3° Couplages composites.

Il est loisible d'employer à la fois le couplage inductif et le couplage par capacité. La (fig. 7) donne des exemples de ce genre de montages. Les montages a et b, très employés pour les petits oscillateurs, ont un fonctionnement visiblement analogue. Le montage c emploie un circuit oscillant séparé, couplé à la fois aux inductances de grille et de plaque.

4° Couplage par lampe.

Enfin on peut assurer le couplage des circuits plaque et grille à l'aide d'une seconde lampe. La figure 8 donne un exemple de schéma de ce genre, dont il existe naturellement des variantes.

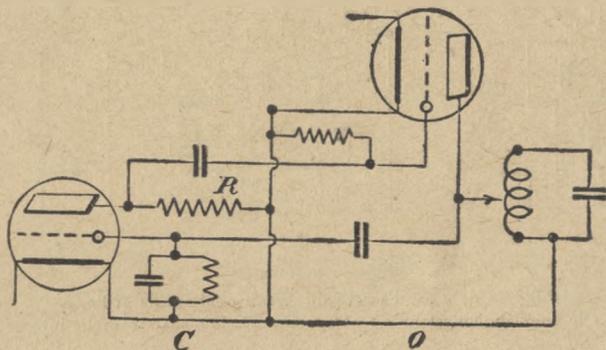


Fig. 8. — Couplage par lampe.

Exemple de couplage par lampe où la lampe de couplage C fonctionne en amplificateur à résistance R.

Alimentation des générateurs à lampes. — Tout générateur à lampe nécessite l'emploi d'au moins deux sources d'alimentation : celle qui assure le chauffage du filament et celle qui donne la tension de plaque. Il est quelquefois nécessaire, comme nous le verrons ci après, de disposer en plus d'une source supplémentaire pour régler la tension grille.

L'alimentation du filament peut se faire par une batterie d'accumulateurs, une génératrice à courant continu, ou, sans aucune difficulté par un générateur de courant alternatif (fig. 9).

L'alimentation de la plaque se fait usuellement, soit à l'aide d'une génératrice à courant continu, soit à l'aide de courant alternatif redressé. Dans ce dernier cas l'obtention d'un courant de haute tension et de faible intensité se fait le plus commodément au

moyen des lampes à 2 électrodes (ou de lampes à 3 électrodes dont on réunit la grille et la plaque). Il est nécessaire de prendre de grandes précautions pour atténuer les variations d'amplitude du courant redressé.

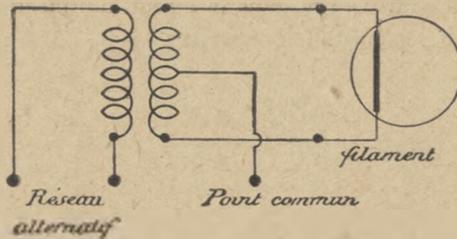


Fig. 9.

Le schéma le plus simple est celui de la (fig. 10). Le condensateur C permet d'atténuer les variations du courant redressé : chargé au maximum au temps t_1 il se décharge de t_1 en t_2 suivant la courbe en trait fort. On voit qu'il reste ainsi une oscillation résiduelle dans la tension rectifiée utilisable.

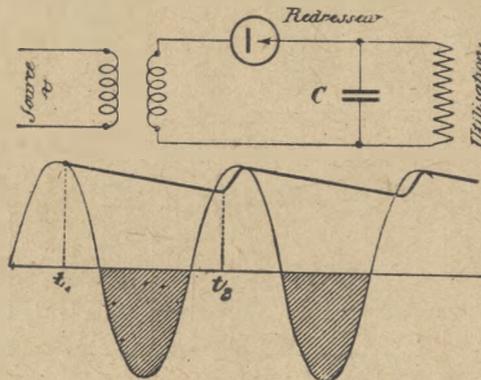


Fig. 10. — Redressement d'une seule alternance. La sinusoïde représente la tension donnée par le transformateur. La ligne épaisse représente la tension aux bornes du condensateur C.

Une sensible amélioration pourra être obtenue en se servant des deux alternances (fig. 11). On peut se rendre compte simplement de la grandeur du condensateur C nécessaire pour ne pas dépasser une certaine variation de la tension d'utilisation (1).

Cette tension suit une courbe approximativement représentée par la ligne brisée a. b. c. d.

De a à b le condensateur se charge grâce à l'action de l'un des tubes redresseurs

(1) MORGENTHAU. — *Loc. cit.*

et nous admettrons que le courant de charge est constant (I_c) égal au courant de saturation du redresseur, négligeant la chute de tension dans le redresseur, généralement petite par rapport à l'amplitude maximum de tension fournie par le transformateur. De b à c le condensateur se décharge dans le circuit d'utilisation (I_u). De c à d le condensateur se charge grâce au second tube redresseur.

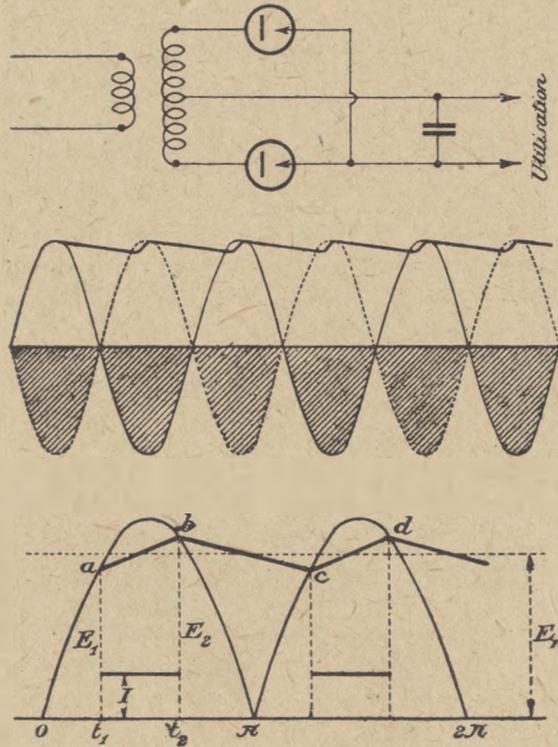


Fig. 11.

La quantité d'électricité employées à charger le condensateur est

$$I_c(t_2 - t_1) = I_c \frac{\alpha T}{2\pi}$$

si T est la période. Elle est égale à la quantité d'électricité débitée

$$I_u \frac{T}{2}$$

d'où

$$\alpha = \frac{I_u}{I_c} \cdot \pi$$

Mais d'autre part la perte de charge du condensateur

$$C(E_2 - E_1)$$

est égale à la quantité d'électricité fournie pendant le temps $\frac{\pi - \alpha}{\pi} \cdot \frac{T}{2}$ au circuit d'utilisation

$$C(E_2 - E_1) = I_u \frac{\pi - \alpha}{\pi} \cdot \frac{T}{2}.$$

Si l'on se permet une variation relative de tension utile

$$m = \frac{E_2 - E_1}{2E_m}.$$

On a :

$$C \cdot m = C \frac{E_2 - E_1}{2E_m} = \frac{I_u}{2E_m} \frac{\pi - \alpha}{\pi} \cdot \frac{T}{2}.$$

En introduisant dans cette équation la valeur de α trouvée plus haut, il vient :

$$C = \frac{I_u}{4mfE_m} \left(1 - \frac{I_u}{I_c} \right)$$

où f est la fréquence d'alimentation.

Supposons par exemple qu'un système de ce genre soit alimenté par du courant à 600 périodes, et qu'on veuille obtenir un facteur de variation m de 5 % et une tension moyenne de 500 volts. On trouverait en appliquant la formule pour $I_u = 0^A, 3$ et $I_c = 1^A, 2$

$$C = \frac{0,3}{4 \times 0,05 \times 500 \times 2500} \left(1 - \frac{0,3}{1,2} \right) = \frac{1}{10^6} \text{ F},$$

Il faudrait employer un condensateur de 1 microfarad.

On voit sur la figure que la tension maximum E que le transformateur devrait fournir est approximativement telle que

$$E_1 = E \sin \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} \right).$$

Soit

$$= E \sin 68^{\circ}, 5$$

d'où environ

$$E = \frac{E_1}{0,93}$$

Mais il faudrait avoir grand soin de majorer cette valeur dans d'assez fortes proportions pour tenir compte de la chute de tension dans les redresseurs que nous avons négligée.

La formule employée ci-dessus, mais retournée de façon à exprimer m en fonction d'une capacité donnée, montre bien le grand avantage qu'il y aurait à employer une fréquence élevée. Cela n'est toutefois pas souvent possible, car il faut pour cela avoir à sa disposition une source de cette fréquence dont la tension ne soit pas sensiblement variable lorsque la charge varie. D'autre part, le redressement des courants fournis par des réseaux habituels donne difficilement de bons résultats en radiotéléphonie. Il est très avantageux de recourir au courant triphasé, là où cette forme de courant est disponible.

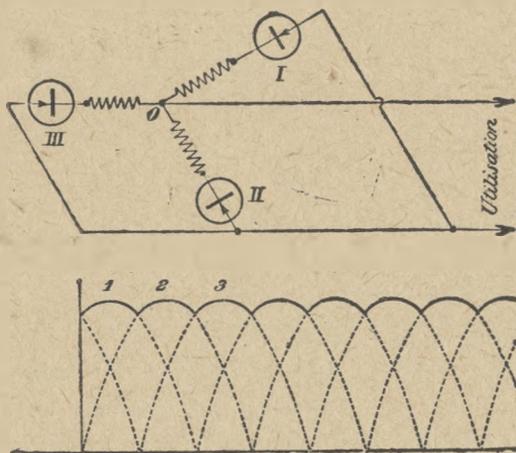


Fig. 12.

La (fig. 12) montre l'exemple du redressement d'un courant triphasé à l'aide de valves à 2 électrodes. Les courants qui circulent dans les valves I, II, III sont représentés par les courbes 1, 2, 3. A aucun moment le courant d'utilisation ne s'annule. Ce courant est beaucoup moins variable que dans les cas précédents.

Pour achever de régulariser la tension obtenue, on peut employer, en plus du condensateur, des ensembles d'inductances et de capacités formant filtre. C'est une question sur laquelle nous reviendrons ultérieurement.

Signalons enfin qu'il est possible, à l'aide du schéma de la (fig. 13), de doubler la tension du transformateur d'alimentation. Quand O' est positif par rapport à O un courant circule dans le sens A, chargeant le condensateur C, l'armature A étant positive. Dans cette alternance aucun courant ne circule en B. Dans l'alternance contraire, un courant circule dans le sens B, l'armature B étant négative par rapport à O .

La tension entre A et B, si les condensateurs ne se déchargeaient pas, serait ainsi double de la tension d'alimentation. Mais l'un des condensateurs se décharge dans le circuit

d'utilisation pendant que l'autre se charge. Si donc (fig. 13) la ligne en pointillé représente la variation du potentiel de O' par rapport à O les courbes A' et B' représentent les potentiels de A et B par rapport à O. La différence de potentiel entre A B en est la somme et varie comme la courbe E. La tension obtenue est ainsi sensiblement double de la tension d'alimentation et varie à fréquence double.

Une fois obtenue, soit par tension continue, soit par redressement de courant alternatif, la tension d'alimentation plaque nécessaire, on peut l'utiliser de deux manières assez différentes :

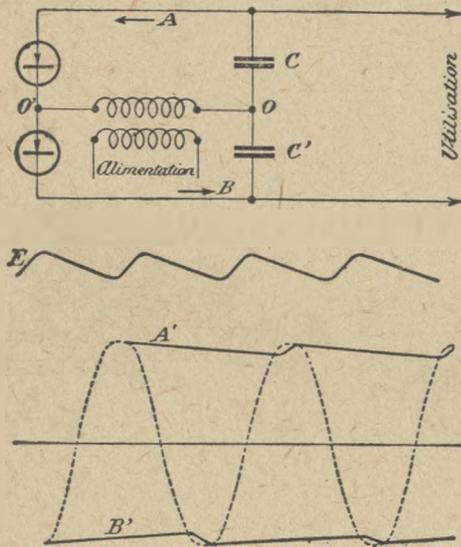


Fig. 13.

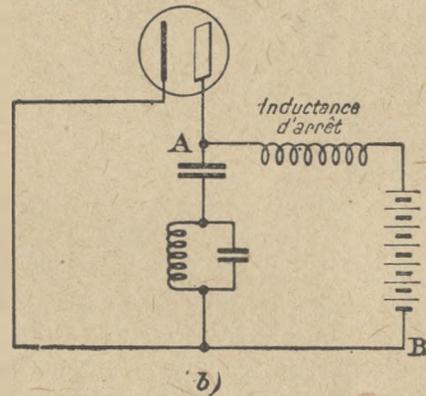
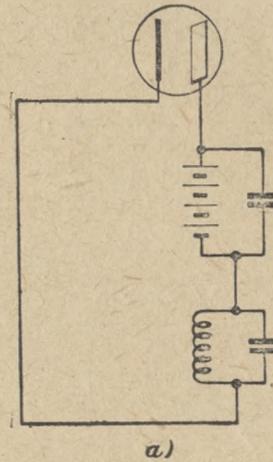


Fig. 14.

1° En l'insérant comme l'indique la figure 14 a. Il est bon dans ce cas, pour éviter le passage de la haute fréquence dans la source d'alimentation de shunter cette source par un condensateur approprié (1 ou 2 microfarads).

2° Il est plus pratique de séparer complètement les circuits haute fréquence du circuit à courant continu en alimentant la lampe suivant le schéma de la figure 14, b. Il faut alors s'assurer que le chemin AB en dérivation présente une grande impédance aux courants de haute fréquence engendrés. Il n'est d'ailleurs pas en général

possible d'obtenir l'amorçage des oscillations, ou en tout cas un rendement convenable, sans insérer dans ce chemin AB une self d'arrêt à haute fréquence.

La confection d'une bonne self d'arrêt n'est pas toujours chose facile. Il s'agit en effet d'obtenir une impédance élevée et dès lors il faut tenir grand compte de la capacité répartie de la bobine employée. On peut, approximativement, représenter l'effet de la capacité répartie par celui d'une certaine capacité en dérivation sur l'inductance de la bobine. Un pareil circuit placé en série entre A et B dans le circuit d'alimentation de la plaque donne lieu à un phénomène de résonance « parallèle » pour la fréquence qui fait résonner le circuit L, C considéré indépendamment.

Pour une certaine force électro-motrice haute fréquence appliquée E le courant dans la branche extérieure est la somme géométrique des courants dans les 2 branches (fig. 15).

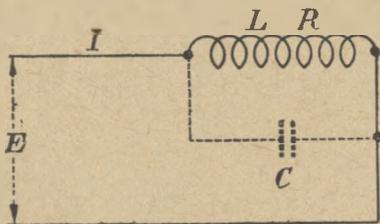
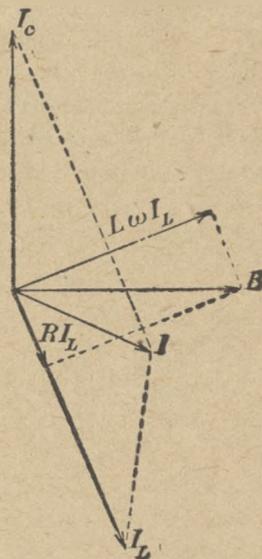


Fig. 15.



Le courant dans la branche inductive, de constantes L et R s'écrit :

$$I_L = \frac{E}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}} \quad (\omega = 2\pi f)$$

se décomposant en un courant en phase

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

et un courant en quadrature

$$I_{LL} = \frac{EL\omega}{R^2 + L^2\omega^2}$$

Le courant dans la branche capacitive est d'autre part

$$I_C = -C\omega E.$$

Le courant total s'obtient alors facilement :

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

Pour la fréquence (ω_0) qui annule la réactance, soit environ $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ si R est suffisamment petit, le courant I passe par un minimum, sensiblement égal à ;

$$I = \frac{E}{\frac{L^2\omega^2}{R}} = \frac{E}{RC}$$

La bobine se comporte comme une résistance pure, d'autant plus importante, à self égale, que R et C sont plus petits.

Pour des fréquences inférieures à ω_0 la bobine se comporte comme une inductance. Elle se comporterait comme une capacité au-dessus de ω_0 .

Il faut donc prendre garde, dans la réalisation d'une self d'arrêt, de faire en sorte que la fréquence propre de la bobine ω_0 soit nettement supérieure à la fréquence de l'oscillateur ω . Dans ce cas l'effet d'inductance prédomine et si R est négligeable devant $L\omega$ on a une inductance apparente $L_a\omega$ sensiblement égale à :

$$L_a\omega = \frac{1}{\frac{1}{L\omega} - C\omega} = \frac{L\omega}{1 - CL\omega^2} \approx L\omega(1 + CL\omega^2).$$

Mais il n'est pas toujours aisé de maintenir ω_0 suffisamment élevé, tout en obtenant une valeur de L assez grande. Il y aura en tout cas intérêt à ne pas trop chercher à restreindre l'encombrement et à bobiner, si possible, hélicoïdalement avec spires espacées, et dans le cas de hautes fréquences, à employer des bobines fragmentaires bobinées avec soin et placées en série.

Obtention des grandes puissances. Amplificateurs de puissance. — Lorsque l'on cherche à obtenir avec des lampes à électrodes une puissance relativement grande, on peut soit : employer des lampes capables de fournir une puissance plus élevée — chercher à augmenter le rendement — employer des lampes en parallèle — se servir de lampes comme amplificateurs de puissance.

La puissance que l'on peut obtenir d'une lampe est limitée par l'échauffement de la plaque. Quand en effet une lampe est en action, les électrons viennent frapper la plaque et l'échauffent. Cet échauffement dépend d'une part du courant I et de la tension E de plaque, et d'autre part de la forme et de la surface de la plaque. Chaque électron arrivant sur la plaque avec une vitesse V dissipe sur cette plaque une quantité de chaleur égale à l'énergie cinétique qu'il possède $\frac{1}{2} m V^2$. Si par seconde n électrons frappent la plaque la puissance dissipée est :

$$\frac{1}{2} nmv^2 = neE = IE.$$

(m , masse de l'électron, e charge de l'électron)

Il s'ensuit que la température de la plaque s'élève jusqu'à ce qu'un équilibre intervienne entre la chaleur apportée et la chaleur dissipée par rayonnement. Cette dernière suit une loi qui peut s'exprimer, approximativement, par la relation de Stefan-Boltzmann :

$$P = K \cdot A(T^4 - T_0^4)$$

où K est un coefficient qui dépend de la nature de la plaque. (Une surface brillante et polie a un coefficient K beaucoup moins élevé qu'une surface sombre et terne). A est la surface exposée au refroidissement. T la température absolue de la plaque et T_0 la température absolue ambiante. (Les températures absolues sont égales aux températures en degrés centigrades augmentées de 273) T_0 est généralement négligeable, les plaques étant usuellement employées à haute température.

Il s'ensuit que si l'on veut augmenter la puissance d'une lampe (en la pourvoyant d'un filament approprié) il faut augmenter autant que possible la surface de rayonnement (plaques ondulées) ou se servir d'un moyen extérieur augmentant le refroidissement. On en est arrivé ainsi à la réalisation de lampes dont la plaque est refroidie par eau. Ces types de lampes ont été construits de façon satisfaisante jusqu'à 10 kilowatts de puissance utile quand elles fonctionnent à haut rendement. La plaque est en cuivre et refroidie par un courant d'eau de débit approprié. La principale difficulté de construction est la soudure de la plaque de cuivre à l'ampoule de verre qui complète la lampe, du fait de la différence entre les coefficients de dilatation des deux substances. De bons procédés sont maintenant connus (1).

On a pu également réaliser un type de lampe où les différentes parties de métal et de verre, au lieu d'être soudées, sont réunies par des joints, permettant ainsi le remplacement des organes détériorés. Le vide est continuellement, ou périodiquement entretenu par une pompe à vide moléculaire réalisée par M. Holweck (2).

Dans ces types de lampes à refroidissement par eau, de grandes précautions doivent être prises de façon que la lampe ne puisse être mise en ordre de marche sans que la circulation d'eau ne soit établie normalement. D'autre part, la colonne d'eau touchant d'une part à l'anode, d'autre part à la terre, la longueur de cette colonne doit être suffisante pour que le courant de perte traversant cette colonne soit réduit à une valeur négligeable.

Si, par suite de quelque fausse manœuvre, la plaque est portée à une température exagérée, des gaz occlus peuvent être libérés et des phénomènes particuliers d'ionisation peuvent provoquer un accroissement du courant d'anode allant jusqu'à la destruction complète de celle-ci. D'autres phénomènes accessoires (volatilisation du métal de

(1) Voir notamment W. WILSON. — *Electrical Communication*, août 1922.

(2) Voir JULLIEN. — *Onde électrique*, 1923, page 441.

HOLWECK. — *Onde électrique*, 1923, page 497.

l'anode et dépôt sur les parois de verre, d'où diminution de l'isolement entre les différentes parties de la lampe — émission secondaire d'électrons par la plaque, d'où passage d'un courant dans l'alternance négative) concourent à empêcher toute utilisation de la lampe à température de plaque trop élevée.

Soit donc P_p la puissance que la plaque d'une lampe peut dissiper sans danger et P_o la puissance obtenue dans le circuit d'utilisation. Le rendement du générateur est égal à

$$\eta = \frac{P_o}{P_p + P_o} = \frac{P_o}{P_s}$$

où P_s est la puissance prélevée à la source de plaque. Il n'est évidemment pas ainsi tenu compte de la puissance consacrée au chauffage du filament, qui peut cependant devenir une partie importante de la puissance dépensée.

Il n'est pas indifférent, à ce dernier sujet, de choisir les 2 facteurs I et E dont le produit représente P_o . Il est évident que, à puissance P_p égale, la consommation du filament sera d'autant moindre que E sera plus grand et I plus petit. D'autre part, pour un I donné, on ne pourra tirer de la lampe, à rendement donné, toute la puissance désirable, qu'avec une tension E suffisamment élevée. On voit là la raison qui a fait employer les lampes à 3 électrodes avec une tension de plaque de plus en plus élevée. Nous avons vu les moyens dont on dispose pour se procurer cette tension. Les machines à courant continu peuvent fournir jusqu'à 10000 volts environ. Leur rendement est très bon, la tension fournie très constante, mais le prix d'achat est relativement élevé. Le redressement du courant alternatif, lorsque des précautions suffisantes sont prises pour rendre la tension bien constante, permet l'obtention de tensions très élevées. Les difficultés d'isolement qui proviennent de l'emploi de telles tensions, et les dangers qui en résultent, font cependant qu'il n'est peut-être pas souhaitable d'aller trop loin dans ce sens.

Cherchons maintenant à quels rendements on peut parvenir dans les générateurs à lampes, compte non tenu de la puissance dépensée pour le chauffage du filament.

Deux cas différents se présentent. Supposons d'abord que les valeurs E_a et I_a de tension alternative et de courant alternatif d'anode restent tels que le point figuratif du fonctionnement soit compris dans les limites de la caractéristique de la lampe (fig. 16). La tension de plaque est alors de la forme

$$e_p = E_c + E_a \sin \omega t$$

où E_c est la tension continue de la plaque.

Le courant de plaque est :

$$i_p = I_c - I_a \sin \omega t$$

La puissance dissipée sur la plaque est

$$P_p = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e_p \cdot i_p \cdot dt,$$

ou bien :

$$P_p = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (E_c + E_a \sin \omega t)(I_c - I_a \sin \omega t) dt = E_c I_c - \frac{E_a I_a}{2} = P_c - P_0.$$

Et par suite le rendement

$$\eta = \frac{P_0}{P_p + P_0} = \frac{E_a I_a}{2E_c I_c}.$$

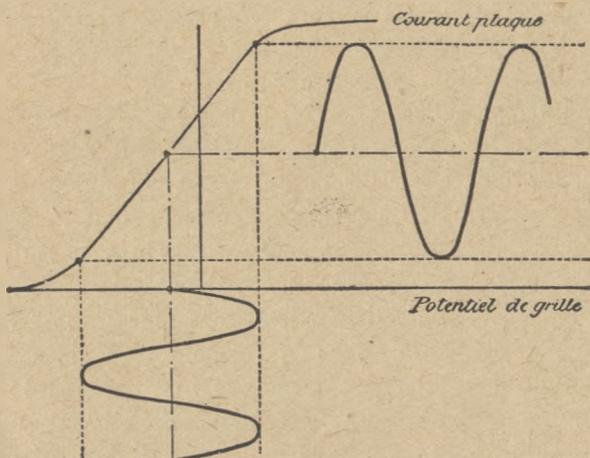


Fig. 16.

On ne peut dès lors faire mieux que faire parcourir au courant toute l'étendue de la caractéristique et faire en sorte que la tension alternative annule la tension plaque au moment du maximum de l'alternance positive, c'est-à-dire $E_a = E_c$; $I_a = I_c$. Le rendement maximum ne peut dépasser 50 %.

Mais le point de fonctionnement est alors au milieu de la caractéristique et la puissance dissipée sur la plaque est $\frac{E_c I_c}{2}$. Cette puissance est au mieux égale à celle que supporte l'anode pour que l'échauffement ne soit pas exagéré. La puissance utile obtenue est faible et un moyen doit être employé pour couper l'alimentation plaque au cas où la lampe cesse d'osciller, la puissance dissipée sur l'anode s'élevant alors à $E_c I_c$ valeur inadmissible.

Il est possible d'employer la lampe à plus haut rendement, en arrangeant les potentiels de plaque et de grille de telle façon que le courant alternatif de plaque n'existe

que pendant une fail le partie de la période, et celle justement où la tension de plaque est le plus faible.

On voit (fig. 17) comment varient les grandeurs à considérer dans l'intervalle

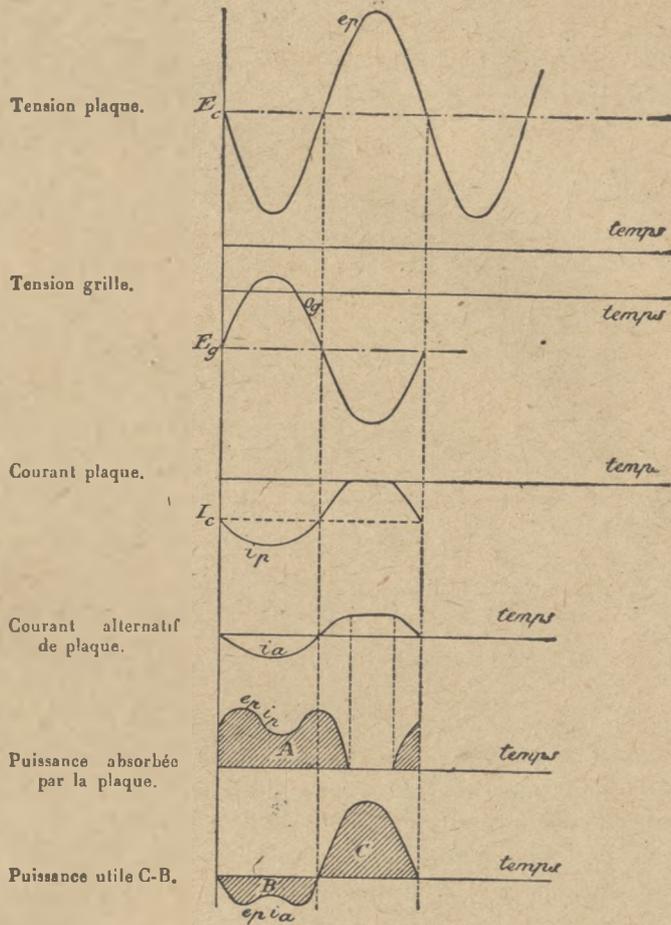


Fig 17. — Variations des grandeurs intervenant dans le fonctionnement des lampes. (amélioration du rendement).

d'une oscillation. Autour de la tension continue de plaque E_c la sinusoïde e_p représente la variation de tension plaque provoquée par la variation correspondante de tension grille (e_g). Le courant plaque varie suivant i_p autour de sa valeur moyenne I_c . Le courant alternatif de plaque est i_a . La puissance absorbée par la plaque est figurée par l'aire

enfermée par la courbe $e_p i_p$ (A). La puissance utile est la différence des aires C et B limitées par la courbe $e_p i_a$ et le rendement est égal à $\frac{C - B}{A + C - B}$.

C'est ce rendement qu'on améliore : en fixant le point de fonctionnement grille de façon telle que le courant plaque ne circule que pendant une faible fraction de la période (diminution de A); en maintenant pendant cette fraction de temps le courant à sa plus grande valeur possible (augmentation de C — B). Cette dernière condition limite la

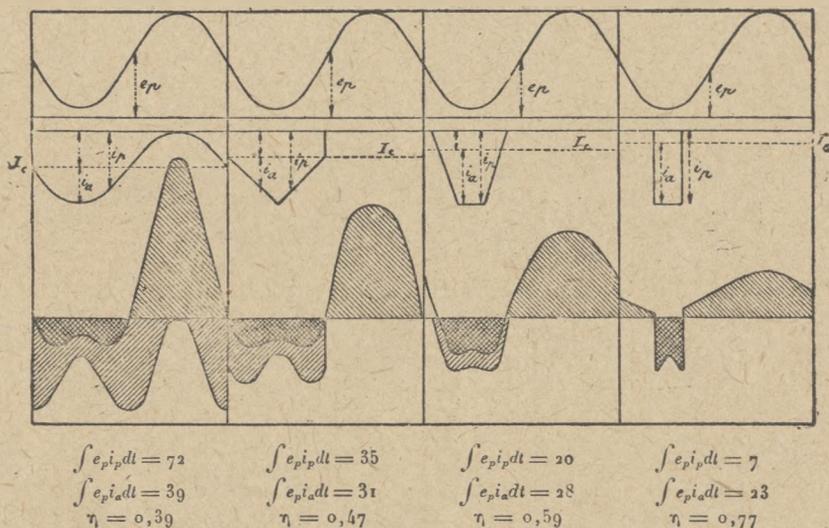


Fig. 18. — Variation du rendement pour une même tension plaque, une même variation de tension plaque et des formes variées de courant plaque (Morecroft).

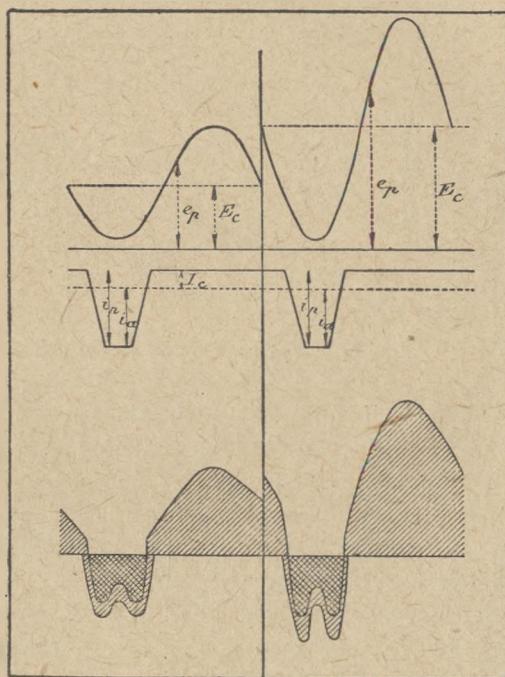
valeur de l'oscillation de tension plaque, car cette dernière ne doit pas baisser au-dessous de la valeur nécessaire pour provoquer le courant de saturation (on trouve expérimentalement qu'il est généralement bon de se limiter à une variation d'environ 80 % de la tension plaque d'alimentation).

Si, en employant ce procédé ci-dessus décrit, et pour une variation de tension plaque admissible comme il vient d'être expliqué, on cherche quelle est la forme de courant qui assure le plus haut rendement, on trouve que c'est la forme rectangulaire où le courant plaque atteindrait tout de suite, mais pendant un très court moment, sa valeur maximum (courant de saturation). Le rapport $\frac{C - B}{A + B - C}$ croît alors et peut en effet expérimentalement atteindre des valeurs de l'ordre de 80 %. Mais la puissance obtenue C — B décroît en même temps, la plus grande puissance étant obtenue pour les conditions de variation sinusoïdale exposées en premier lieu (fig. 18) (').

(') MORECROFT. — *Loc. cit.*

On peut alors se permettre, en se maintenant dans les mêmes conditions de rendement que les derniers cas de la figure 18, d'augmenter la puissance A dépensée sur la plaque en augmentant (si l'on n'est pas limité par d'autres considérations) la tension de plaque utilisée (fig. 19). On arrive ainsi à tirer d'une lampe une puissance considérable. Pour un rendement de 75 % par exemple, une lampe pouvant dissiper 500 watts sur sa plaque fournit une puissance utile de

$$P_0 = \frac{\eta_1 P_p}{1 - \eta_1} = \frac{75}{25} \times 500 = 1500 \text{ watts.}$$



$$\int e_p i_p dt = 15$$

$$\int e_p i_a dt = 34,5$$

$$\eta_1 = 0,70$$

$$\int e_p i_p dt = 19$$

$$\int e_p i_a dt = 71,5$$

$$\eta_1 = 0,79$$

Fig. 19. — Amélioration du rendement et de la puissance obtenue, grâce à l'augmentation de tension plaque, pour une même forme de de courant plaque (Morecroft).

Pour obtenir l'abaissement de tension grille nécessaire à l'obtention de ces hauts rendements deux procédés sont utilisables : 1° l'insertion sur grille d'une source de tension réglable par potentiomètre (fig. 20). Les oscillations s'accrochent alors assez

difficilement, mais en cas de décrochage la lampe est facilement sauvegardée ; 2° l'insertion sur le circuit de grille d'une résistance shuntée de valeur appropriée. Lorsque des oscillations prennent naissance, un courant grille (dont, par raison de simplicité, nous n'avons pas tenu compte) prend naissance, et crée le long de la grille une chute de tension moyenne, sa valeur moyenne n'étant pas nulle. Cette chute de tension croît avec l'amplitude des oscillations, produisant ainsi un auto réglage que l'on peut rendre très efficace. Mais il faut alors prendre de grandes précautions au cas de décrochage, la grille remontant alors brusquement au potentiel initial.

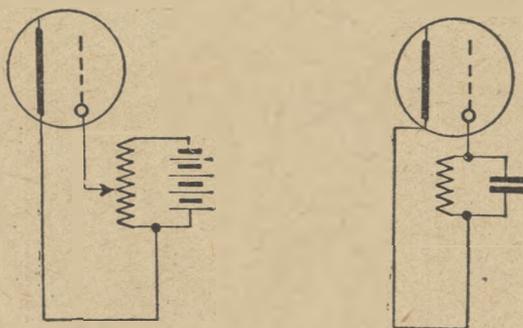


Fig. 20.

L'obtention d'un haut rendement dans le générateur ne va pas sans un inconvénient très grave, qui est l'accentuation des harmoniques dans le courant d'utilisation, causée par la déformation du courant de plaque. Quoique cet inconvénient ne soit ni prohibitif, ni irrémédiable, il est meilleur, au point de vue de la téléphonie, de recourir pour l'augmentation de la puissance, soit à l'adjonction de lampes en parallèle, soit à l'installation d'un amplificateur de puissance (1).

Les lampes fonctionnent sans difficulté en parallèle et si leurs caractéristiques sont bien pareilles la puissance obtenue par un groupe de lampes est sensiblement proportionnelle au nombre de lampes employé. Il faut bien prendre garde que les circuits, pour obtenir ce résultat, doivent être soigneusement réglés suivant le nombre de lampes ; on peut dire que n lampes en parallèle fonctionnent sensiblement comme une seule lampe, mais dont les constantes (résistance intérieure, coefficient d'amplification) sont changées (2). La résistance en particulier est sensiblement égale au $\frac{1}{n}$ de la résistance d'une seule lampe.

(1) Une autre raison milite en faveur de l'amplificateur de puissance ; c'est la plus grande facilité de couplage indirect avec l'antenne (voir ci-dessous page 35).

(2) Voir HARTLEY. — P. I. R. E., juin 1921.

Nous traiterons enfin avec quelque détail, l'utilisation des lampes en amplificateur de puissance. Le schéma général d'un pareil montage est donné fig. 21. La ou les lampes amplificatrices sont excitées par un petit oscillateur séparé et délivrent dans le circuit L.C la puissance utilisable.

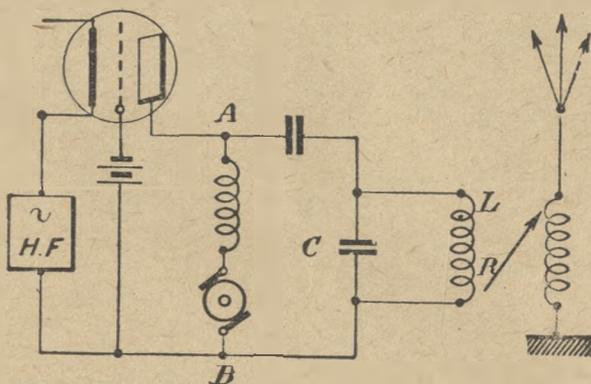


Fig. 21.

De la même façon que pour les générateurs auto excitateurs, deux cas se présentent selon que la tension imposée à la grille est faible ou grande. Dans le premier cas toutes les grandeurs, pour un choix convenable du point de fonctionnement, varient sinusoïda-

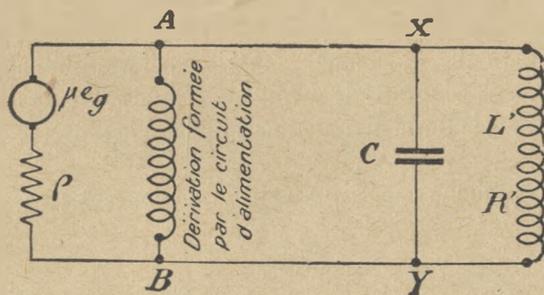


Fig. 22.

lement. Le montage est équivalent au circuit de la figure 22. Cherchons comment nous devons constituer les éléments du circuit pour obtenir le maximum de puissance. Nous ne tiendrons pas compte de la dérivation AB fournie par le circuit d'alimentation du ou des tubes amplificateurs.

Si, nous appelons L et R' les constantes de la branche inductive d'utilisation, compte

tenu de l'effet du circuit d'antenne couplé avec le circuit d'utilisation de la lampe amplificatrice, nous savons que la condition de résonance s'écrira

$$(1) \quad LC\omega^2 = 1.$$

D'autre part, le circuit d'utilisation, comme nous l'avons vu, se comportera comme une résistance XY de valeur sensiblement égale à $\frac{L}{CR}$. La force électromotrice de haute fréquence disponible μe_0 est ainsi appliquée à un circuit comprenant la résistance interne de la lampe ρ (compte non tenu de la capacité interne) et la résistance d'utilisation $\rho' = \frac{L}{CR}$. Le courant est :

$$\frac{\mu e_0}{\rho + \rho'}.$$

La puissance utile est

$$\rho' \left(\frac{\mu e_0}{\rho + \rho'} \right)^2.$$

Cette expression, quand ρ' est la variable, atteint son maximum pour

$$(2) \quad \rho' = \rho.$$

Nous avons ainsi 2 conditions (1) et (2) pour déterminer L, C et R'. ρ et ω sont des données du problème. Il ne faudra pas oublier que ρ , si plusieurs lampes sont mises en parallèle, doit être pris égal à la résistance d'une des lampes divisée par le nombre de lampes.

On pourra avantageusement se donner C, pour achever l'avant-projet, en se fixant par exemple la condition que la branche capacitive devra présenter une impédance n fois moins grande aux courants de fréquence double que la branche inductive. Cela aidera puissamment à l'élimination de l'harmonique le plus gênant dans le courant d'utilisation.

L'impédance de la branche capacitive pour un tel courant est :

$$\frac{1}{2C\omega}.$$

L'impédance de la branche inductive :

$$2L\omega.$$

On écrira

$$\frac{1}{2C\omega} = \frac{1}{n} 2L\omega$$

$$C = \frac{n}{4L\omega^2}.$$

On a ainsi tous les éléments d'un avant-projet de poste comportant un amplificateur de puissance dans le cas où la force électromotrice imposée à la grille est de faible amplitude.

La question est beaucoup plus complexe quand, dans le but de ne pas trop sacrifier le rendement pour la pureté de l'onde, on fait fonctionner l'amplificateur avec de grandes variations de tension grille. Le calcul est alors pratiquement impossible, mais on peut aboutir à une prédétermination très efficace des éléments par une méthode graphique⁽¹⁾.

Attaque de l'antenne d'émission. — On peut exciter l'antenne d'émission directement ou indirectement (fig. 23 a et 23 b). L'excitation indirecte de l'antenne,

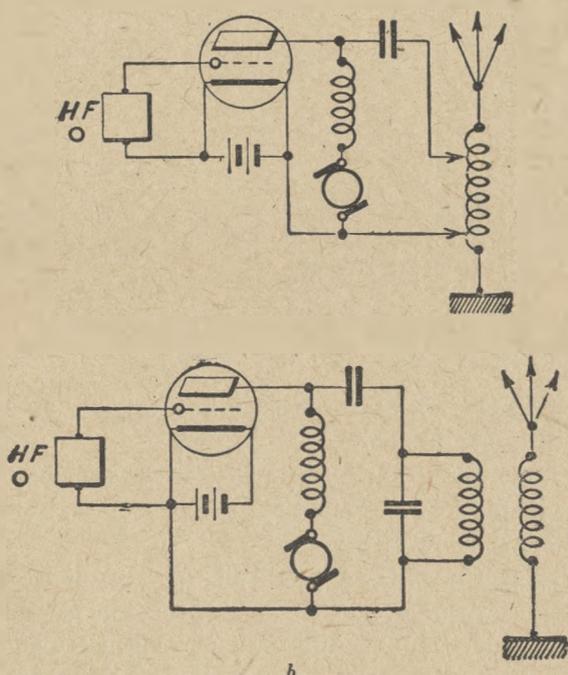


Fig. 23.

qui cause une certaine perte d'énergie, permet l'obtention d'une onde de forme plus pure, le couplage des deux circuits d'utilisation et d'antenne assurant un certain filtrage des harmoniques.

(1) Voir H.-G. MÖLLER. — *Die Elektronen röhren* et PRINCE. — *P. I. R. E.*, 1929.

Mais l'attaque indirecte de l'antenne avec un poste auto-exciteur donne lieu à des difficultés assez grandes. Le circuit d'antenne réagit fortement sur le circuit d'utilisation de l'émetteur et, à moins d'un couplage extrêmement lâche, les conditions de fonctionnement même du poste émetteur sont troublées et les réglages difficiles.

On s'en rend facilement compte par les deux expériences suivantes ⁽¹⁾ :

1° Si on couple à un oscillateur à lampe un circuit formant antenne fictive, et que l'on change progressivement la fréquence propre de ce circuit par variation de la capacité (fig. 24) les courbes de résonance obtenues dans cette antenne fictive en fonction de la fréquence propre de ce circuit diffèrent fortement selon la valeur du couplage entre le circuit d'utilisation et le circuit d'antenne.

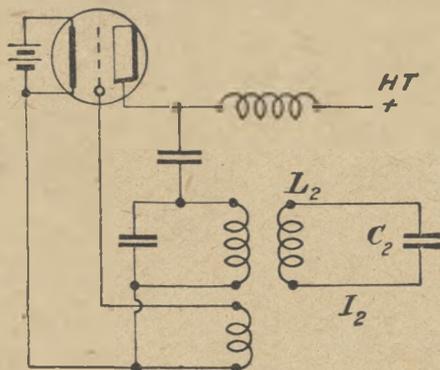


Fig. 24.

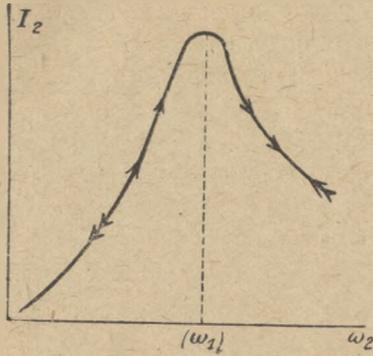
a) Si le couplage est très faible, une courbe normale est obtenue. L'émetteur fonctionne d'une façon satisfaisante (fig. 25, a).

b) Si le couplage est fort des cas très différents peuvent se produire, qui dépendent de la constitution des circuits de l'émetteur et en particulier de la valeur du couplage en retour qui assure les oscillations.

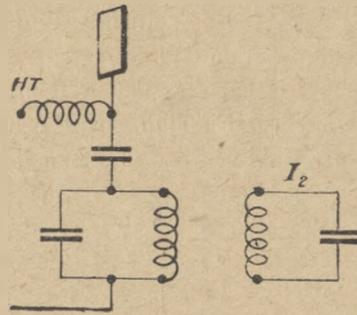
Les deux cas les plus fréquents sont décrits fig. 25. Dans le cas de la figure 25, b si l'on fait varier la fréquence propre du circuit d'antenne en partant des fréquences inférieures à la fréquence du circuit d'utilisation, on obtient la courbe ABCD, avec une brusque variation au point C accompagnée d'un changement très net de fréquence. Si on effectue la variation dans le sens contraire, on obtient la courbe DBEA. Si on manipulait au point C, après obtention de l'amplitude la plus grande, le poste en racrochant ne donnerait que l'amplitude D, plus stable.

Dans certains cas de couplage serré, la courbe du courant I_2 va jusqu'à présenter une zone de décrochage (fig. 25, c).

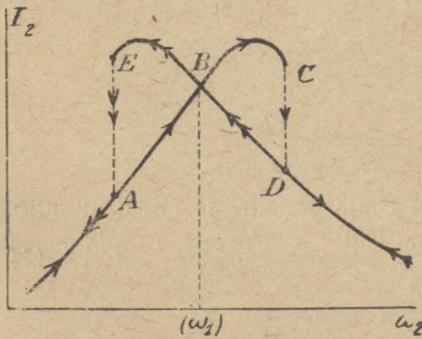
(1) Voir notamment GUTTON. — La lampe à 3 électrodes.



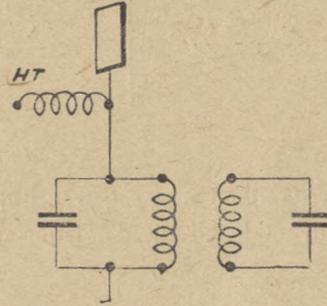
a) Résonance normale.



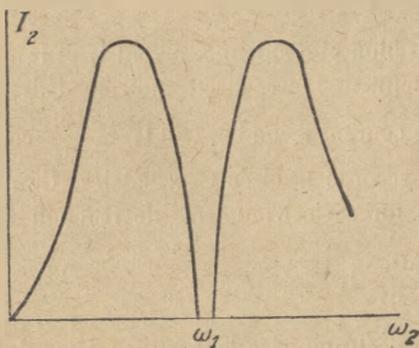
Couplage lâche.



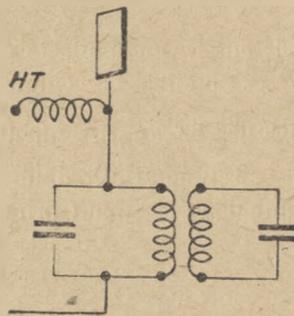
Phénomène de trainage.



Couplage serré.



e) Décrochage des oscillations.



Couplage serré.

Fig. 25. — Courbes de résonance anormales dans les auto excitations avec couplage indirect de l'antenne

2° Si au lieu de faire varier la fréquence propre du circuit d'antenne fictive, on accorde ce circuit à la fréquence d'utilisation, et qu'on le rapproche progressivement du circuit d'utilisation de l'oscillateur, on constate des phénomènes analogues. Lorsque le couplage est lâche, l'oscillateur donne la même fréquence qu'en l'absence de tout circuit secondaire. En approchant celui-ci la fréquence se modifie et la courbe de variation, irréversible, est sujette à des changements brusques comme l'indique la figure 26.

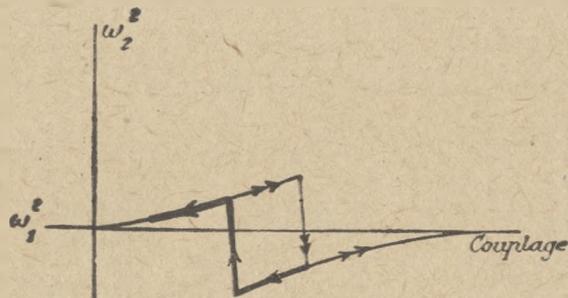


Fig. 26.

Il existe donc une valeur critique du couplage entre le circuit d'utilisation de l'oscillateur et le circuit d'antenne qu'il ne faut pas dépasser, ce que nous pouvons écrire

$$M\omega \leq A.$$

Il y aura intérêt à se placer au voisinage de cette valeur. Si cette valeur est convenablement prédéterminée⁽¹⁾ on en déduira facilement R' (voir page 30) de la façon suivante :

Considérons les 2 circuits I et II d'utilisation et d'antenne. Soient I_1 et I_2 les courants dans ces circuits. Le courant I_1 provoque une force électromotrice $M\omega I_1$ dans le circuit II, décalée de 90° par rapport à I_1 . Le courant secondaire est $I_2 = \frac{M\omega I_1}{R_2}$ en phase avec la force électromotrice induite si l'on a accordé le circuit secondaire. Ce courant I_2 réintroduit dans le circuit primaire une force électromotrice de réaction égale à

$$M\omega I_2 = \frac{M^2\omega^2}{R_2} I_1$$

avec un nouveau décalage de 90° . Cette force électromotrice de réaction est dans le même sens que la force contre-électromotrice de résistance (voir page 12). Tout se passe donc

(1) H.-G. MOLLER. — Die Elektronen Röhren.

comme si la présence du secondaire avait apporté un supplément de résistance égal à $\frac{M^2\omega^2}{R_2}$.

R dans l'équation (2) de la page 30 s'écrit donc

$$R' = R_1 + \frac{M^2\omega^2}{R_2}$$

et la condition du maximum de puissance utile de l'oscillation deviendra

$$(3) \quad \frac{L}{CR'} = \frac{1}{C(R_1 + \frac{M^2\omega^2}{R_2})} = p.$$

Pour le cas de l'oscillateur auto-exciteur on fera en sorte que $M^2\omega^2 = A^2$.

Mais on voit tout l'avantage que présente à ce point de vue l'usage d'un amplificateur de puissance, avec lequel on peut se dispenser de prendre en considération cette question de couplage critique.

La condition (3) reste, à cela près, la même. La forme de résonance du courant d'antenne I_2 peut présenter un ou deux sommets suivant la valeur du couplage, mais cette courbe est réversible. Nous verrons qu'en téléphonie, il est de quelque avantage de pousser le couplage jusqu'à l'obtention d'une courbe à 2 sommets.

Réglages. Sécurités. — La mise en marche d'un émetteur à lampes comprend en général 2 genres d'opérations : la mise en ordre de marche qui comporte la série d'opérations qui sera toujours à répéter chaque fois que l'on voudra se servir du poste, et les réglages assurant l'émission de la longueur d'onde prédéterminée et amenant le poste au point de fonctionnement prévu.

Ces réglages peuvent être faits une fois pour toutes quand il s'agit d'un émetteur n'ayant qu'une longueur d'onde d'utilisation. On peut alors se permettre de rendre variables toutes les grandeurs caractéristiques. On cherchera au contraire à simplifier la mise en ordre de marche autant que possible, en prévoyant des appareils de sécurité pour éviter les accidents. Les principaux appareils de sécurité à prévoir sont :

Disjoncteur en cas de surintensité dans le circuit d'anode.

Disjoncteur en cas de surintensité dans le circuit de chauffage.

Disjoncteur au cas où la circulation d'eau n'a pas le débit suffisant ou au cas où l'eau à la sortie atteint une température trop élevée.

L'emploi de relais appropriés peut rendre la mise en ordre de marche presque automatique.

Dans le cas où le poste est prévu pour une grande gamme de longueurs d'ondes

le problème est naturellement plus difficile et il est délicat de chercher des compromis pour en réduire le nombre sans trop s'écarter des bonnes conditions de fonctionnement.

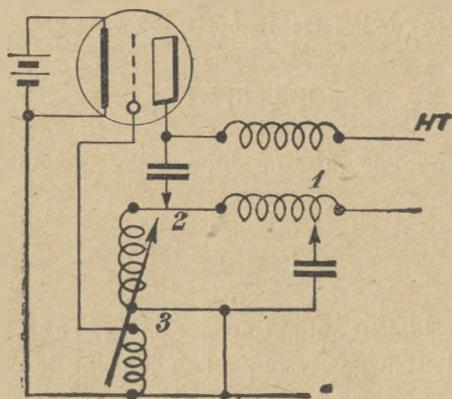


Fig. 27.

Dans un petit oscillateur de schéma très simple (fig. 27), il y a au moins trois réglages importants, 1 pour la longueur d'onde, 2 pour la condition de maximum de puissance, 3 pour l'entretien. On cherche quelquefois à réduire ce nombre, dans le cas

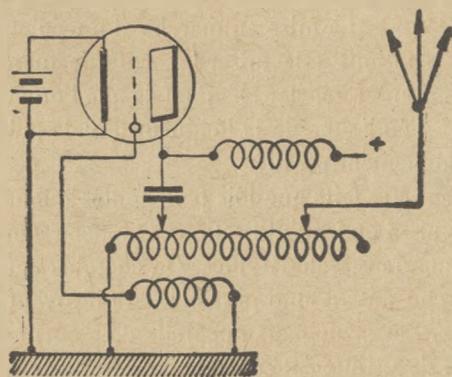


Fig. 28.

où le poste doit être très simple et peu coûteux. La figure 28 en donne un exemple. La self de grille est couplée avec la self d'antenne de façon à ce que, celle-ci croissant le couplage augmente et reste satisfaisant dans une grande étendue de longueurs d'ondes.

B. — LES LAMPES COMME AMPLIFICATRICES A LA RÉCEPTION

Si les lampes à 3 électrodes ont permis, comme nous venons de le voir, la réalisation de générateurs d'oscillations de haute fréquence très maniables et très souples, elles jouent aussi un grand rôle à la réception, où l'un de leurs principaux emplois est de servir comme amplificateurs. Nous allons passer en revue les différents montages et donner quelques indications utiles pour un avant-projet, quand les conditions à obtenir sont : 1° s'assurer d'une amplification suffisante; 2° ne pas provoquer à la réception une déformation trop grande de la forme du courant reçu (distorsion).

Deux types distincts d'amplificateurs peuvent être réalisés avec les lampes à 3 électrodes : les amplificateurs à transformateurs et les amplificateurs du type à résistances.

Amplificateurs du type à transformateurs. — Le schéma type de ces amplificateurs est donné figure 29 a. Cherchons la condition à satisfaire pour obtenir le

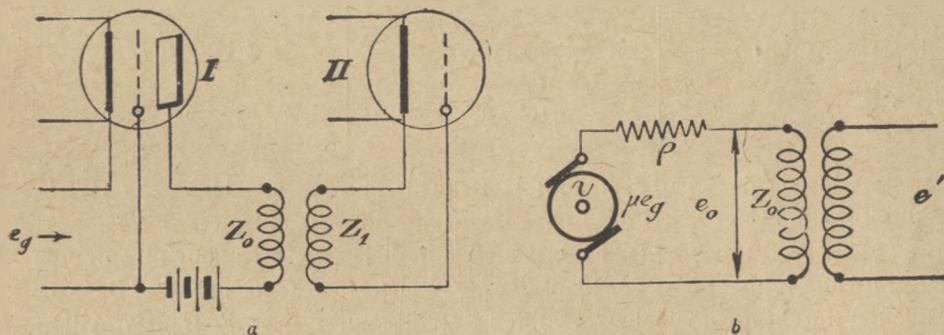


Fig. 29.

maximum d'amplification. Le schéma de la figure 29 a revient au circuit de la figure 29 b. Le maximum d'amplification sera obtenu quand la force électromotrice appliquée à la grille de la lampe II sera la plus grande possible pour une force électromotrice appliquée à l'entrée e_g donnée.

La force électromotrice obtenue aux bornes de la réactance z_0 est

$$e_0 = \mu e_g \frac{z_0}{\sqrt{\rho^2 + z_0^2}}$$

où ρ est la résistance interne de la lampe I et μ son coefficient d'amplification en

volts. Aux bornes de z_1 la force électromotrice sera $e' = e_0 \frac{m}{z_1}$, où m est l'inductance mutuelle sensiblement égale à $\sqrt{z_0 z_1}$. Par suite

$$\frac{e'}{e_0} = \mu \frac{\sqrt{z_0 z_1}}{\sqrt{\rho^2 + z_0^2}}$$

On prendra z_1 très grand. de l'ordre de l'impédance grille-filament de la lampe II; le maximum d'amplification sera d'autre part obtenu, d'après l'expression ci-dessus pour

$$z_0 = \rho.$$

Mais il n'est pas toujours facile d'obtenir des impédances z_0 et z_1 de l'ordre de grandeur ainsi déterminé comme le plus favorable. La difficulté croît rapidement avec la fréquence à amplifier. Le tableau suivant ⁽¹⁾ montre bien les difficultés auxquelles on se heurte. Ce tableau donne les réactances obtenues pour des bobines possédant

Coefficient d'inductance L	Fréquence propre f	Réactance pour f
0.0025 H	10 ⁶ cycles	8 000 ohms
0.25	10 ⁵ »	80 000 »
25	10 ⁴ »	800 000 »

une capacité répartie de 10 μ F et dont la fréquence propre est double de la fréquence d'utilisation. Dans le cas des basses fréquences on peut obtenir des réactances élevées, tout en faisant travailler les bobines assez loin de la résonance pour obtenir une amplification suffisamment uniforme dans une gamme étendue de fréquences. Dans ce cas, d'ailleurs, du fait que l'aboutissement de l'amplificateur est, après transformation par le récepteur téléphonique, de produire une impression sur l'oreille humaine, la condition $z_0 = \rho$ n'est pas très critique comme nous aurons l'occasion de le voir plus loin.

En haute fréquence, on ne peut obtenir les hautes impédances z_0 et z_1 nécessaires sans faire appel aux phénomènes de résonance. On peut alors employer les schémas de la figure 30.

Pour les montages a et b, la courbe d'amplification présente l'aspect ordinaires des courbes de résonance au voisinage de la fréquence propre du circuit intermédiaire.

(1) H. T. FRIIS et A. G. JENSEN. — *The Bell System technical Journal*, avril 1924.

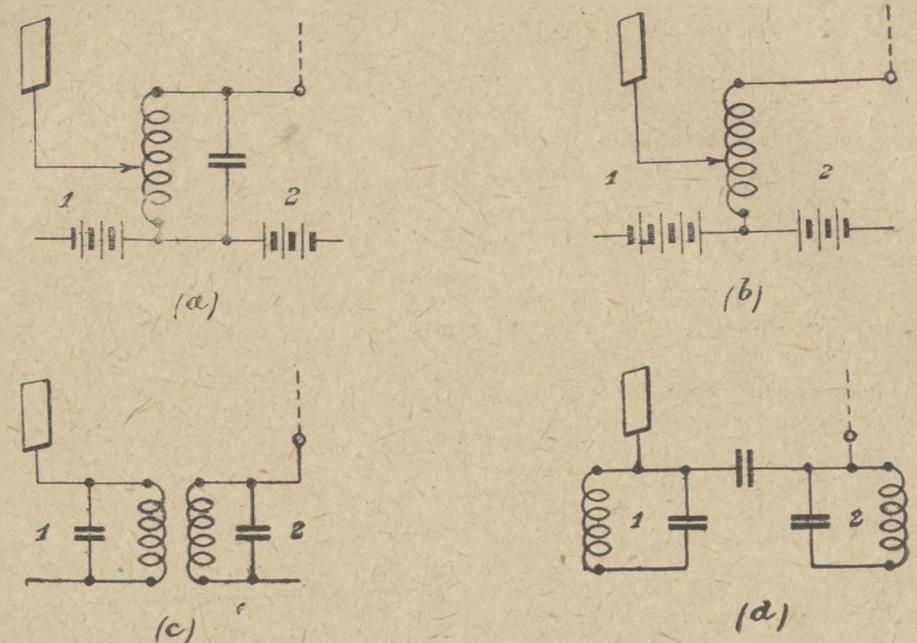


Fig. 30 — Liaisons du type à transformateurs

1. Montages a ou b sans fer; 2, avec fer.
3, 4. Montages c ou d.

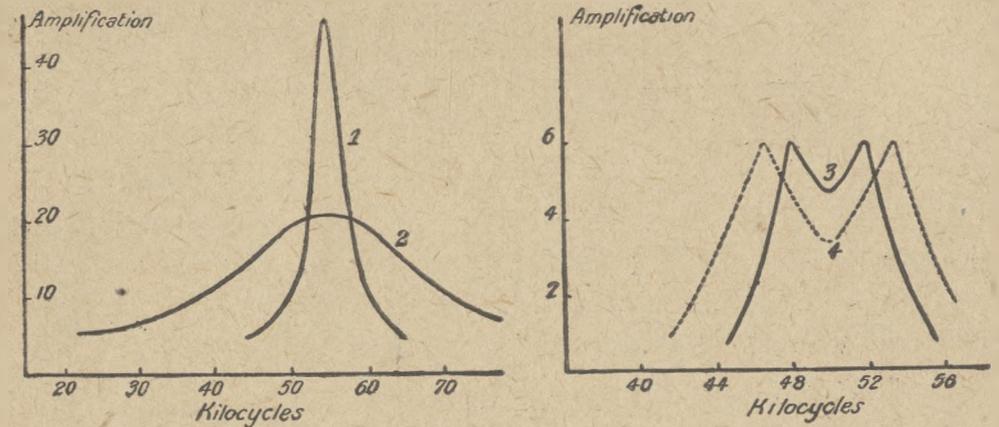


Fig. 31. — Courbes d'amplification obtenues avec les montages ci-dessus.

Il y a intérêt à réaliser des inductances aussi bonnes que possible, présentant aussi peu de capacité répartie que possible, et à n'employer que des condensateurs d'accord d'aussi faible valeur que possible. L'inconvénient qui résulte d'une courbe d'amplification trop aiguë peut être atténué, mais aux dépens de la valeur de l'amplification, par l'introduction dans les bobines de noyaux de fer divisé ou pulvérisé.

Les montages *c* et *d* présentent une courbe d'amplification à 1 ou 2 sommets suivant le degré de couplage des 2 circuits intermédiaires. La courbe à 2 sommets élargit la gamme de longueurs d'ondes où l'amplification garde une valeur suffisante, et atténuée la distorsion en téléphonie (fig. 31).

Amplificateurs du type à résistances. — L'autre type d'amplificateur a comme schéma fondamental celui de la figure 32. La liaison de la lampe 1 à la lampe 2 se fait par l'intermédiaire d'une résistance et d'une capacité. On cherche dans ce cas à obtenir aux bornes de la résistance *r* la plus grande valeur possible de différence de potentiel alternative. On a

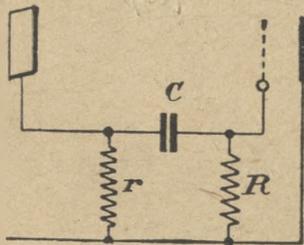


Fig. 32. — Schéma d'amplificateur à liaison résistance-capacité.

$$\frac{e_0}{e_0} = \mu \frac{r}{\rho + r}$$

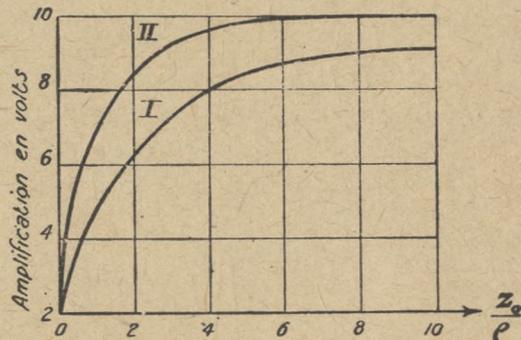


Fig. 33. — Variation de l'amplification en volt :
I. Dans le cas où Z_0 est une résistance
II. Dans le cas où Z_0 est une réactance.

La relation entre $\frac{e_0}{e_0}$ et $\frac{r}{\rho}$ est donnée par la courbe I de la figure 33 (4). L'amplification atteint à peu près les $\frac{60}{100}$ du maximum μ quand $r = 10\rho$.

La capacité de liaison doit être telle que la capacitance du circuit d'utilisation soit petite par rapport à la résistance (fig. 34).

$$C\omega \ll r'$$

$$C \gg \frac{1}{r'\omega}$$

(4) VAN DER BIJL. — La Lampe à 3 électrodes.

Si cette condition est satisfaite pour une certaine fréquence ω elle l'est *a fortiori* pour toutes les fréquences supérieures.

Une capacité de $0,5 \mu\text{F}$, 5 amplifie toutes les fréquences supérieures à 200 ; $0,005 \mu\text{F}$ suffit pour les fréquences de la radiotélégraphie (1).

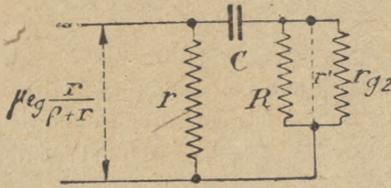


Fig. 34.

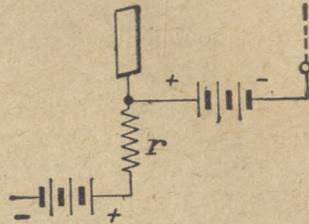


Fig. 35.

Grâce au schéma de la figure 35, il est possible d'amplifier des changements d'intensité **survenant sans périodicité** dans un courant continu (amplificateur à courant continu).

L'amplificateur à résistance, extrêmement intéressant au point de vue de la très grande gamme de fréquences où son amplification reste invariable, de la possibilité de l'amplification des très basses fréquences où la réalisation de transformateurs appropriés deviendrait extrêmement encombrante et coûteuse, et de ses heureuses propriétés quant à la distorsion, a cependant l'inconvénient de baisser de rendement aux très hautes fréquences et de nécessiter l'emploi de batteries plaque élevées pour compenser la chute de tension dans la résistance.

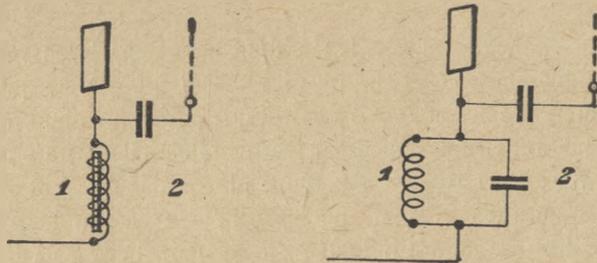


Fig. 36.

On peut alors remplacer la résistance par une inductance appropriée. En haute fréquence cette inductance ne fonctionnera bien qu'au voisinage de sa résonance ; on peut encore remplacer cette bobine par un circuit oscillant placé en dérivation et accordé (fig. 36).

(1) ГИТТОХ. — La Lampe à 3 électrodes.

La courbe II de la figure 33 montre qu'on obtient une amplification de $\frac{90}{100}$ de l'amplification maximum μ avec une valeur d'inductance égale seulement à 2 fois la résistance interne de la lampe. Le désavantage de la chute de tension dans la résistance n'existe plus. Mais les courbes d'amplification sont beaucoup plus étroites que dans le cas de la résistance et l'introduction de fer, pour les élargir, est naturellement accompagnée d'une diminution d'amplification.

Amplificateurs à plusieurs étages. — Lorsqu'on veut obtenir une très grande amplification, on associe en cascade les types d'amplificateurs que nous venons de décrire. Théoriquement si a est l'amplification possible par étage avec le type de lampe et le schéma employés, l'amplification totale pour n lampes devrait être $A = a^n$. Il n'en est généralement pas ainsi. C'est que, tout d'abord, la lampe, du fait de ses capacités internes, représente un réseau de circuits compliqué et que la nature de l'impédance d'utilisation provoque un changement de l'impédance d'entrée (fig. 37).

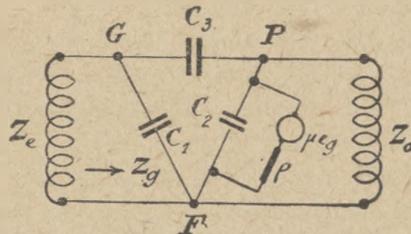


Fig 37. — Schéma des capacités internes dans les lampes à 3 électrodes. C_1 , C_2 , C_3 sont généralement de l'ordre de $10\mu\text{F}$.

Sans entrer dans le détail des calculs ⁽¹⁾, dont nous reparlerons à propos des très hautes fréquences, signalons les effets les plus importants pour les fréquences moyennes. Tout se passe comme si l'existence du circuit d'utilisation introduisait dans le circuit d'entrée une résistance R'_0 et une capacité C'_0 en parallèle. Pour un circuit d'utilisation purement résistant R'_0 est positif et C'_0 , d'autant plus grand que l'impédance d'utilisation est plus grande, a un effet d'autant plus nuisible que la fréquence est plus grande.

Si l'impédance d'utilisation est inductive, le coefficient R'_0 peut devenir négatif, et l'introduction de cette résistance négative dans le circuit d'entrée peut naturellement amener une tendance à l'entretien des oscillations.

Dans le premier cas le circuit d'entrée est shunté par R'_0 et C'_0 et l'impédance effective de la grille est très diminuée, ce qui cause une grande diminution de l'amplifi-

⁽¹⁾ H. W. NICHOLS. — *Phys. Rev.*, vol. 13, p. 405, 1919.

J. M. MILLER. — Bulletin, n° 351 du Bureau des Standards.

cation possible. Quelquefois, pour des fréquences suffisamment élevées (au delà de 100 kilocycles), R'_p est de l'ordre de grandeur de la résistance de plaque. Il n'est alors d'aucune utilité d'employer des transformateurs à grand rapport de transformation.

Dans le cas d'impédances d'utilisation inductives, la tendance à l'oscillation peut devenir très gênante et limite le nombre d'étages dont l'emploi est satisfaisant. D'autres causes (résistance des batteries de plaque, vide défectueux) peuvent provoquer la naissance d'oscillations parasites, quelquefois de fréquence audible. Enfin de grandes précautions doivent être prises dans les amplificateurs à plusieurs étages pour éviter une trop grande distorsion.

Moyens de combattre l'effet des capacités internes. — Pour combattre l'effet nuisible de la capacité grille-plaque, on peut chercher à équilibrer l'effet de cette capacité par montage approprié. La figure 38 donne un exemple de schéma convenable (1).

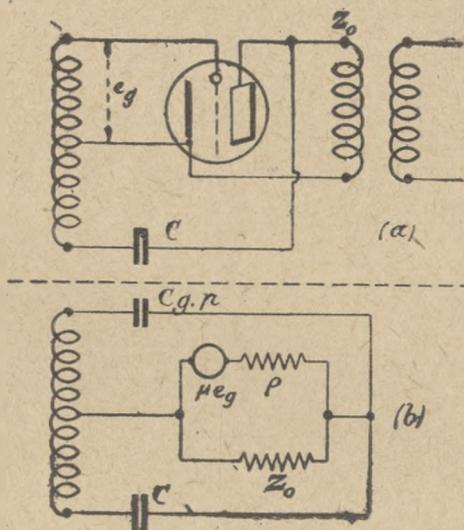


Fig 38. — a) Schéma permettant d'équilibrer l'effet de la capacité grille plaque dans un amplificateur à transformateur ; b) circuit équivalent au schéma a.

Emploi du Couplage en retour (Réaction). — L'emploi du couplage en retour déjà utilisé pour produire l'entretien des oscillateurs auto-exciteurs donne un moyen d'augmenter l'amplification que l'on peut obtenir avec une seule lampe.

(1) HARTLEY. — Brevet am. 1.183.875 ; RICH, 1.334.118. Voir aussi les articles de HARTLEY sur les neutrodynes.

Considérons le schéma le plus simple et le plus employé en réception (fig. 39), celui où le circuit oscillant est placé sur grille. Cherchons quelle est la force contre-électromotrice de résistance provoquée par un courant sinusoïdal I parcourant ce circuit. Cette force contre électromotrice est due à 2 causes : 1° la résistance propre du circuit de grille R_g ; 2° l'effet de résistance dû au circuit de plaque couplé R'_g .

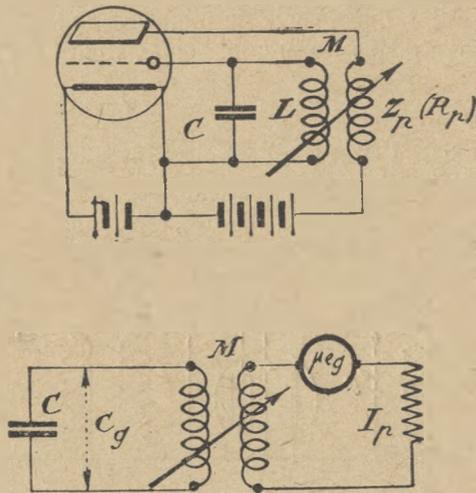


Fig. 39.

Cherchons la grandeur de R'_g . Le courant I provoque dans le circuit de plaque une force électromotrice

$$M\omega I + \mu e_p = \left(M\omega - \frac{\mu}{C\omega} \right) I$$

Le courant en phase avec cette force électromotrice est dans ce circuit :

$$\left(M\omega - \frac{\mu}{C\omega} \right) I \times \frac{R_p}{Z_p}$$

Ce courant provoque dans le circuit de grille une force contre-électromotrice de résistance égale à :

$$\left(M\omega - \frac{\mu}{C\omega} \right) I \frac{R_p}{Z_p} \times M\omega$$

Le coefficient R'_g cherché est donc égal à :

$$R'_g = \frac{M^2\omega^2 - \frac{\mu M}{C}}{Z_p} R_p$$

Ce coefficient peut devenir négatif si :

$$M^2\omega^2 - \frac{\mu M}{C} < 0.$$

C'est le phénomène de réaction. L'amplification du fait de cette diminution de résistance apparente, augmente considérablement.

Mais il faut remarquer que cette augmentation d'amplification apporte avec elle l'inconvénient, en téléphonie, de rendre plus aiguë la courbe de résonance et par suite d'apporter un élément de distorsion. Il sera bon, pour l'obtention de bons résultats, de ne jamais exagérer la réaction dans les récepteurs.

Les moyens d'obtenir la réaction dans les amplificateurs sont naturellement les mêmes que ceux dont on a expliqué l'emploi à propos des oscillateurs. La condition essentielle est de ramener du circuit de sortie, ou d'un des circuits intermédiaires dans le cas d'étages multiples, au circuit d'entrée une certaine quantité d'énergie en phase avec l'énergie incidente.

CHAPITRE II

MODULATION ET DÉMODULATION

A. — PROPRIÉTÉS DE LA VOIX ET DE L'OREILLE HUMAINES (1)

On sait qu'en acoustique on répartit les sons en sons simples et composés. Les sons simples sont fournis par les corps vibrant suivant une loi sinusoïdale pure

$$X = A \sin 2\pi \frac{t}{T}$$

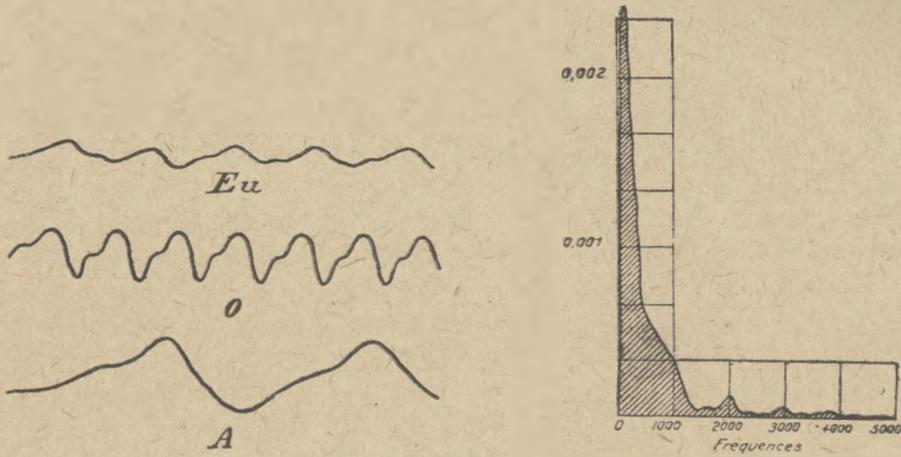
A est l'intensité du son, T la période, $\frac{1}{T}$ la fréquence ou hauteur. Les sons de hauteur $2N$, $3N$... kN , sont les harmoniques du son fondamental de hauteur N. Quand un son de hauteur N est émis, il y a généralement émission corrélatrice d'harmoniques. Le corps vibre suivant une courbe plus ou moins déformée. L'ensemble du fondamental et des harmoniques d'un certain son constitue le timbre de ce son.

La voix humaine est composée de deux sortes de sons très différents : les voyelles dont l'émission peut être soutenue ; les consonnes qui sont des articulations rapides n'ayant pas de caractère musical. Les consonnes forment les transitions entre les voyelles. Dans une syllabe, en moyenne, on peut distinguer une trentaine de périodes du son musical principal dont environ une vingtaine ont une apparence régulière.

La courbe de variation représentative des voyelles est très compliquée (fig. 40). La hauteur des sons composants varie selon les individus.

Des travaux récents montrent qu'en fonction de la fréquence la distribution de l'énergie émise dans une suite de paroles est approximativement donnée par la

(1) Voir REYNAUD BONIN. — *L'acoustique téléphonique*, Cours de l'École Supérieure d'Electricité.



a) Formes approximatives des sons voyelles Eu, O, A.

b) Distribution approximative de l'énergie dans la voix humaine.

Fig. 40.

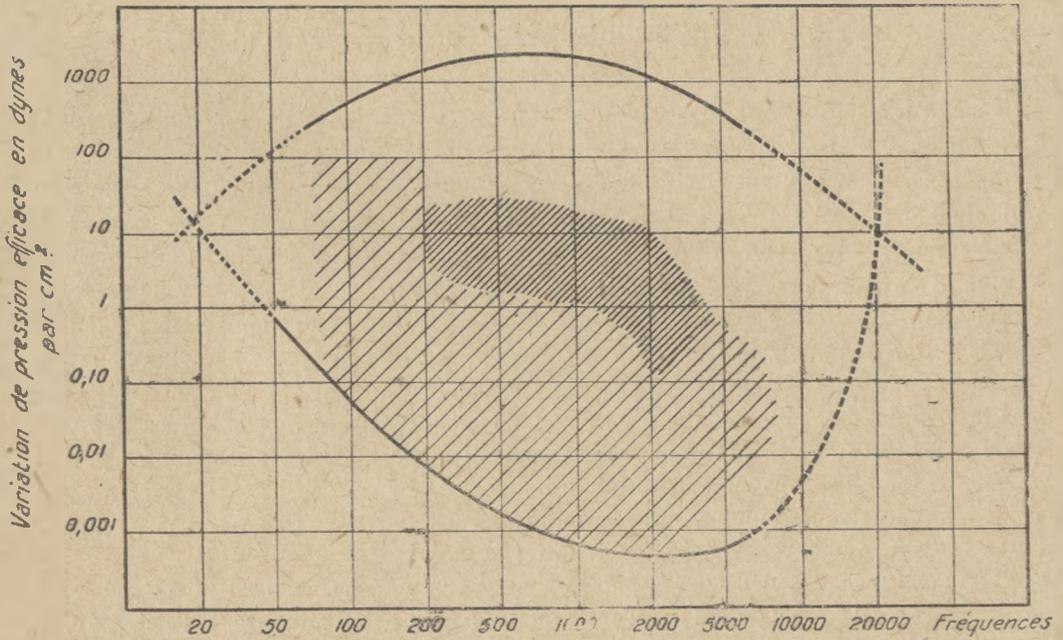


Fig. 41. — Aire de sensibilité de l'oreille.

- Aire la plus employée dans la réception de la parole.
- //// Aire accessoire dans la réception de la parole.

(R. L. Wegel, Electrical Communication, Novembre 1922).

courbe b de la figure 40 (1). La voix s'étend sur une bande de fréquences qui va de 100 à 4 à 5 000 environ. L'énergie est localisée de façon prépondérante dans les basses fréquences, mais les fréquences au-dessus de 1 000 jouent un rôle important au point de vue de l'interprétation des sons émis (2).

On voit à quel point la voix représente un phénomène complexe. L'oreille heureusement jouit de propriétés très favorables qui ont permis la réalisation des transmissions téléphoniques.

L'oreille est douée d'une grande sensibilité, variable évidemment avec les individus, et variable aussi avec les fréquences. La figure 41 montre que l'oreille est plus sensible aux sons aigus qu'aux sons graves. Cette circonstance est très favorable pour les transmissions téléphoniques. L'oreille est de plus assez peu sensible au déphasage des sons composants.

Il est à conclure de ce rapide aperçu que la transmission téléphonique nécessite la transmission d'une bande de fréquences s'étendant d'environ 100 à 3 000 avec un rendement aussi constant que possible. La musique apporte en plus la difficulté de très grandes variations dans l'intensité des sons à transmettre et à reproduire.

B. — MICROPHONES ET HAUT-PARLEURS

La transformation de l'énergie sonore provoquée par la parole en énergie électrique basse fréquence se fait au moyen d'un microphone. Le microphone idéal devrait donner une intensité de courant électrique égale pour une excitation d'amplitude égale dans toute la gamme des fréquences audibles.

Mais les membranes vibrantes et les autres parties des microphones ordinairement employés présentent des phénomènes de résonance amenant des déformations très gênantes. On a été amené, de façon générale, à sacrifier complètement le rendement à la pureté, pour obtenir des résultats vraiment satisfaisants. On adjoint alors des amplificateurs de courant microtéléphonique pour retrouver la puissance nécessaire à la modulation. Cette amplification peut être obtenue sans distorsion appréciable mais est cependant limitée par l'amplification corrélative des bruits parasites qui forment un fond de brouillage aux sons à transmettre.

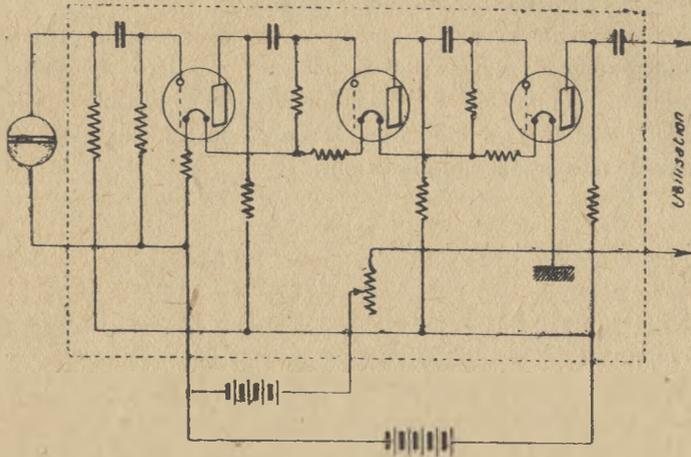
3 types de microphones ont été employés, à ce jour, avec succès :

1° *Microphone à condensateur*. — Le microphone à condensateur est constitué par un condensateur dont une des armatures est déformable sous l'action de la

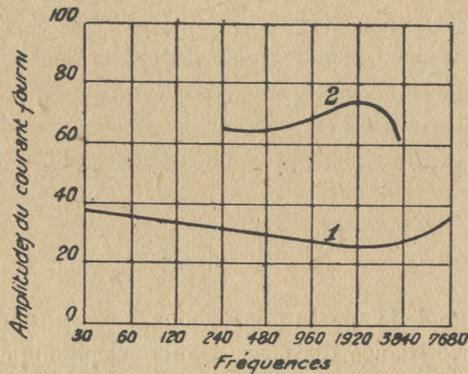
(1) CRANDALL et MACKENZIE. — *Physical Review*, Mars 1922.

(2) FLETCHER. — *Journal of the Franklin Institute*, Juin 1922

voix. Les 2 armatures sont séparées par une très mince couche d'air, de $0,25 \cdot 10^{-2}$ mm. d'épaisseur environ. La membrane d'acier vibrante est tendue fortement et



a) Microphone à condensateur et amplificateur à résistance.



b) caractéristiques obtenues : 1, avec le microphone à condensateur et son amplificateur ;
2, avec le microphone à charbon différentiel.

Fig. 42.

de ce chef la fréquence propre de l'appareil peut être très élevée (8000 environ). Cette période propre élevée, et le fait du grand amortissement résultant de la très mince

couche d'air, font de ce microphone un appareil extrêmement satisfaisant. A ce microphone doit être adjoint un amplificateur téléphonique de préférence du type à résistance. La figure 42 montre l'excellence des résultats obtenus.

Ce microphone présente cependant quelques inconvénients ; le principal provient du fait que le condensateur n'ayant qu'une capacité de 400 micro-microfarads il importe de n'employer que des connexions de très faible capacité et très bien protégées contre toute influence électrostatique ou induction. De plus, la puissance délivrée, extrêmement petite, nécessite une grande amplification.

2° *Microphone à grenaille de charbon.* — Le microphone à charbon utilise les variations de résistance d'une chambre à grenaille avec les variations de pression de la paroi. Ces variations de pression résultent de l'action de la voix. La figure 43 montre une coupe schématique d'un appareil de ce type. Pour atteindre toutefois à une pureté comparable à celle du microphone à condensateur, il a fallu sacrifier à la sensibilité et donner à la membrane vibrante une très forte tension lui assurant une fréquence propre élevée. De plus les ondes sonores parviennent à la plaque vibrante par l'intermédiaire d'une couche d'air aussi faible que l'intervalle des armatures du condensateur microphonique décrit ci-dessus ; et l'amortissement qui en résulte est énorme.

Enfin dans un modèle plus perfectionné dû à la Western Electric Company, on pare à l'une des causes les plus importantes de distorsion dans les microphones par un montage en différentiel. La caractéristique de variation de la résistance de la chambre à grenaille en fonction de la pression exercée sur sa paroi n'est en effet pas linéaire. Le fut-elle que le courant s'exprimerait approximativement par une relation :

$$I_0 + i = \frac{E}{R_0 + r}$$

(*E. f. e.* constante de la pile du microphone. I_0 valeur moyenne de l'intensité, R_0 valeur moyenne de la résistance du circuit microtéléphonique, i et r valeurs des courant et résistance variables)

$$I_0 + i = \frac{E}{R_0} \left(1 - \frac{r}{R_0} + \frac{r^2}{R_0^2} \dots \right)$$

$$i = \frac{E}{R_0} \left(- \frac{r}{R_0} + \frac{r^2}{R_0^2} \dots \right)$$

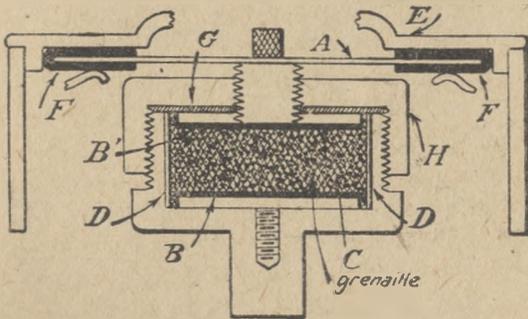
On voit que i n'est pas proportionnel à r , sauf si $\frac{r^2}{R_0^2}$ est négligeable. De plus, ce terme

$\frac{r^2}{R_1}$ représente l'introduction d'un harmonique parasite gênant de fréquence double de celle du son fondamental imposé (1).

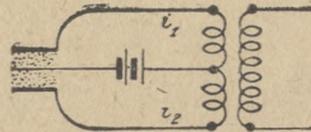
Cet harmonique est supprimé par le montage en différentiel (fig. 43). Les deux chambres à grenaille ont des résistances qui varient alors en sens inverse. Les deux courants variables

$$i_1 = \frac{E}{R_1} \left(-\frac{r}{R_1} + \frac{r^2}{R_1^2} \right) \quad i_2 = \frac{E}{R_1} \left(\frac{r}{R_1} + \frac{r^2}{R_1^2} \right)$$

produisent dans le circuit d'utilisation un effet proportionnel à $i_1 - i_2$ et l'on voit que le terme en r^2 disparaît.



a) Coupe schématique d'un microphone à charbon. La chambre à grenaille est comprise entre les parois B et B'.



b) Montage du microphone à charbon en push-pull.

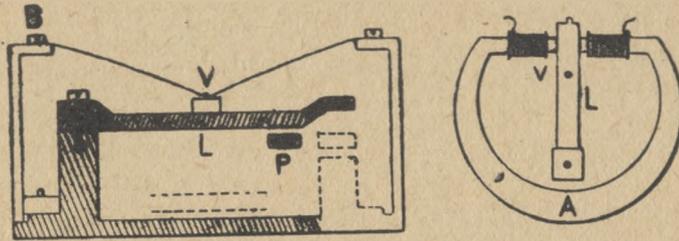
Fig. 43.

3° *Microphone électromagnétique.* — Un 3^e type de microphone se compose d'une mince bobine en aluminium placée dans un champ magnétique de forte intensité. La bobine en aluminium se déplace sous l'action de la parole et son déplacement dans le champ magnétique produit des courants induits. La force électromotrice induite varie sensiblement comme l'inverse de la fréquence et les fréquences basses de la voix sont favorisées. On y remédie en montant la première lampe d'amplification en « correctrice » (liaison inductance, capacité) de façon à transmettre aux étages suivants une tension alternative sensiblement proportionnelle à la fréquence. La combinaison du microphone et de la lampe correctrice est ainsi sensiblement indépendante de la fréquence.

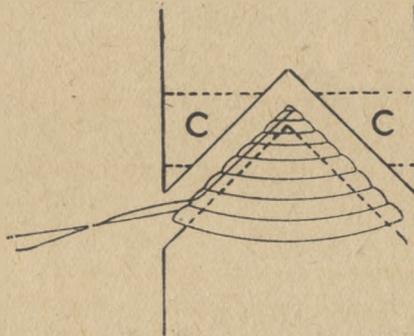
(1) Le microphone à condensateur n'est pas exempt de cette cause de déformation, la tension à ses bornes variant suivant une formule analogue

$$V_0 + v = \frac{Q}{C_0 + c}$$

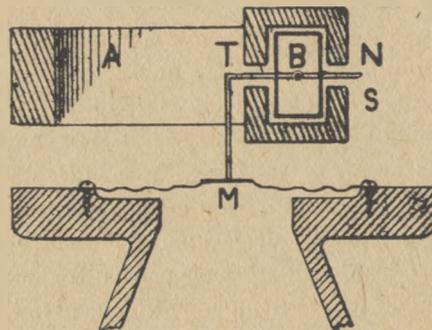
D'autres recherches ont été entreprises pour la réalisation d'un microphone sans membrane vibrante. On a en particulier essayé de constituer un microphone à l'aide de



a) Haut-parleur Brown.



b) Haut-parleur Gaumont.



c) Haut-parleur Western.

Fig. 44. — Types de construction de haut-parleurs.

deux électrodes très rapprochées soumises à une d. d. p. de l'ordre de 500 volts, le courant entre ces 2 électrodes variant d'une façon très sensible avec la pression.

L'appareil qui transforme, à la réception, l'énergie basse fréquence obtenue en

énergie sonore destinée à impressionner l'oreille est le *haut-parleur*. Le haut-parleur effectue l'opération inverse de celle qu'opère le microphone. Les mêmes remarques au sujet de l'impossibilité de concilier le rendement et la pureté sont applicables aux haut-parleurs. Mais, du fait des nécessités commerciales, on s'en est tenu jusqu'ici à certains compromis entre la pureté et le rendement, qui n'abaissent pas trop celui-ci.

Le haut-parleur est un appareil très délicat à réaliser qui devrait répondre aux conditions suivantes :

1° Ne pas introduire dans le son qu'il fournit de fréquences qui n'existent pas dans le courant d'alimentation. Cette condition est d'autant mieux obtenue que les diaphragmes sont plus amortis, leur amplitude de vibration plus faible et que tout effet de résonance est plus strictement évité.

2° Conserver le rapport des amplitudes des diverses fréquences ; c'est-à-dire fournir, quelle que soit la fréquence entre 30 et 5000 cycles, une énergie proportionnelle à l'énergie électrique absorbée.

Cette deuxième condition est très difficile à remplir et un grand soin doit être pris pour éliminer les effets trop puissants de résonance, et pour constituer des pavillons appropriés.

3° Pouvoir supporter les excès de puissance, dans le cas, par exemple, des *forte* de musique, sans trop de déformation.

Nous décrivons quelques types de haut-parleurs (fig. 44) à titre d'exemple :

1° Le haut parleur Brown comporte une lame rigide L surplombant les pôles d'un aimant permanent A. La membrane est formée d'un cône d'aluminium très mince dont les bords sont réunis au boîtier par une couronne de baudruche B collée. Cette membrane est fixée en V, à son sommet, à l'armature mobile A.

2° Le haut parleur électrodynamique Gaumont est constitué par une bobine conique enroulée sur un léger cône en carton, vibrant dans l'entrefer d'un aimant directeur. Les vibrations de l'air sont transmises par des canaux percés dans la masse de l'aimant directeur.

3° Le haut-parleur de grande puissance de la Western Electric Co est constitué par une armature de fer doux placée dans le champ d'un puissant aimant permanent. La tige T autour de laquelle est placée la bobine d'entrée des courants téléphoniques est reliée à une membrane M en toile imprégnée. Le diaphragme est gaufré suivant des cercles concentriques pour permettre des vibrations de plus grande amplitude.

Quel que soit le type de construction employé, la qualité des résultats dépend surtout du soin avec lequel les différents organes (diaphragme, armature vibrante, supports et leviers, réglage du champ de l'aimant ou de l'électro aimant, pavillon) sont étudiés et réalisés.

Le pavillon en particulier est un organe très important et qui peut, dans certains

cas, produire des distorsions très gênantes. Il a pour but de transmettre à une grande masse d'air les mouvements du diaphragme. Il est un peu « l'antenne du haut-parleur » (1). Le choix de la matière doit être tel qu'aucune résonance ne soit possible dans la gamme des fréquences à transmettre. La courbe de la paroi doit éviter toute réflexion vers l'intérieur. L'intervalle entre la sortie du récepteur proprement dit et l'entrée du pavillon doit être aussi petit que le permettront les frottements de l'air en vibration. La colonne d'air comprise dans le pavillon vibre sur une fréquence fondamentale d'environ 4 fois sa longueur. La longueur devra être suffisante pour que cette vibration et ses premiers harmoniques ne soient pas trop gênants.

C. — MODULATION ET DÉMODULATION

Principes généraux. — Il nous reste à exposer comment on peut faire agir à l'émission l'énergie électrique basse fréquence produite par le microphone sur le générateur d'oscillations haute fréquence (*modulation*) et comment, grâce à la détection des ondes électromagnétiques ainsi modulées (*démodulation*), on peut fournir au haut-parleur l'énergie électrique basse fréquence qui assurera la reproduction des sons.

Ces deux opérations sont corrélatives et leurs lois doivent être telles que la distorsion apportée par l'ensemble des deux transformations inverses soit aussi faible que possible.

Soit :

$$i = I \cdot \sin \Omega t$$

le courant de haute fréquence excitant l'antenne d'émission $\Omega = 2\pi F$ et F est la fréquence porteuse de la transmission radiotéléphonique.

Moduler ce courant reviendra à en faire varier l'un des éléments caractéristiques par l'action des courants basse fréquence délivrés par le microphone.

Ces courants agissent comme une somme de courants de forme sinusoïdale pure, dont les fréquences seraient comprises, comme nous l'avons vu, en ce qui concerne la parole, entre 30 et 4 000 cycles environ. Une bande de 2 000 cycles est le minimum nécessaire.

Nous considérerons d'abord l'action d'un des courants composants, de fréquence f , de pulsation $\omega = 2\pi f$.

On peut concevoir une action de ce courant basse fréquence, soit sur l'amplitude I ,

(1) HANNA et SLEPIAN. — J. A. I. E. E., mars 1924. Voir aussi :

POCOCK — *Wireless World*, Novembre 1923.

GOLDSMITH. — *P. I. R. E.*, Août 1924.

soit sur la fréquence F du courant porteur. On conçoit que les variations d'amplitude puissent se retrouver, plus ou moins déformées, à la réception. Les variations de fréquence, à intensité égale, donnent à la réception des variations d'amplitude si l'on met en jeu un phénomène de résonance, l'accord de l'antenne par exemple (fig. 45). De ces deux méthodes de modulation, la première est à peu près uniquement employée et c'est d'elle seule que nous nous occuperons dans ce qui va suivre.

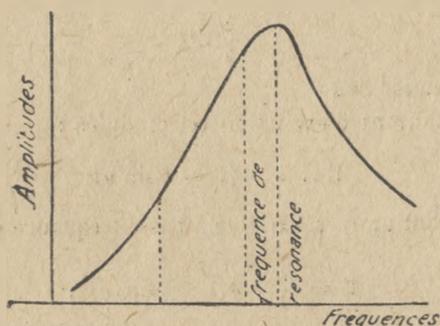


Fig 45. — Courbe de résonance montrant la possibilité de moduler par action sur la fréquence du courant porteur.

L'amplitude du courant porteur est alors une certaine fonction du temps :

$$I = A \cdot \Phi(1 + k \sin \omega t).$$

Le courant d'antenne prend la forme :

$$i = A \cdot \Phi(1 + k \sin \omega t) \cdot \sin \Omega t.$$

À la réception, si on laisse de côté tout phénomène de distorsion dû à l'accord de l'antenne, sur lequel nous reviendrons plus tard, le courant obtenu présentera la même forme que le courant d'émission :

$$i_r = a \cdot \Phi(1 + k \sin \omega t) \cdot \sin \Omega t.$$

Il s'agira de démoduler ce courant, c'est-à-dire d'obtenir, grâce à lui, un courant de fréquence f , reproduisant le courant modulateur.

La démodulation repose sur l'emploi de certains conducteurs qui ne présentent pas, dans une certaine étendue, une caractéristique linéaire de variation du courant qui les parcourt en fonction de la tension qui leur est appliquée.

Deux cas principaux se présentent en pratique :

1° Dans le cas où la force électromotrice incidente est faible, le démodulateur présente une caractéristique parabolique dont la forme est approximativement régie par la loi :

$$i_d = \alpha e + \beta e^2.$$

Si on applique à ce démodulateur, une force électromotrice .

$$e = E \sin \Omega t$$

on obtient un courant :

$$i_d = \alpha E . \sin \Omega t + \beta E^2 \sin^2 \Omega t + \frac{\beta}{2} E^2 - \frac{\beta}{2} E^2 \cos 2\Omega t$$

comportant une partie continue :

$$\frac{\beta}{2} E^2$$

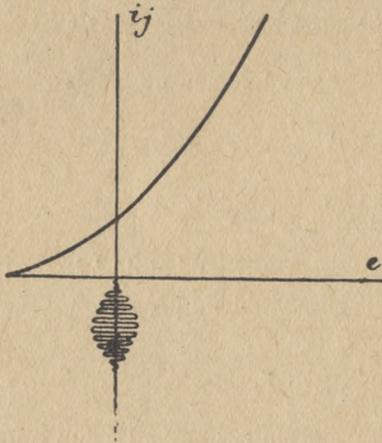
qui nous importe en premier lieu.

Si l'amplitude du courant d'excitation est modulée :

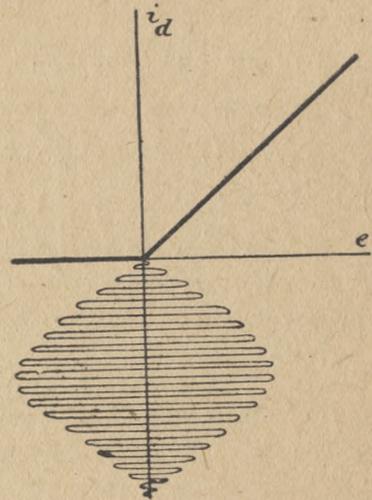
$$E = \varepsilon . \Phi(1 + k \sin \omega t)$$

on voit que le courant continu sera variable à basse fréquence suivant la loi :

$$E = \frac{\beta \varepsilon^2}{2} . \overline{\Phi(1 + k \sin \omega t)^2} .$$



1^{er} cas de démodulation :
Caractéristique parabolique du démodulateur.



2^e cas de démodulation :
Cas idéal du démodulateur parfait.

Fig. 46.

Pour retrouver la forme du courant modulateur la fonction Φ devrait être telle que :

$$\begin{aligned} \overline{\Phi(1 + k \sin \omega t)^2} &= 1 + k \sin \omega t \\ \Phi &= \sqrt{1 + k \sin \omega t} . \end{aligned}$$

Le courant d'antenne aurait alors la forme :

$$i = A\sqrt{1 + k \sin \omega t} \cdot \sin \Omega t,$$

k est appelé *coefficient de modulation*. Lorsque $k = 1$ la modification est complète. Le courant d'antenne varie de :

$$A\sqrt{1 + k} \quad \text{à} \quad A\sqrt{1 - k}$$

$A\sqrt{2}$ à 0 quand la modulation est complète.

L'indication d'un appareil mesurant l'intensité efficace d'antenne ne change pas, dans ce cas, que l'on module ou que l'on ne module pas :

$$I_{\text{eff}} = A \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (1 + k \sin \omega t) \sin^2 \Omega t dt} = A.$$

2° Dans le cas où la force électromotrice d'excitation devient grande, la caractéristique de démodulation ne met plus en jeu la même loi. On peut approximativement admettre, dans le cas le plus simple et le plus favorable, que pour une valeur positive de la tension e , le courant est αe , et qu'il est nul pour toute valeur négative de e .

Si dans ce cas on imprime au démodulateur une force électromotrice :

$$e = E \cdot \sin \Omega t$$

le courant continu a comme valeur :

$$\frac{1}{T} \int_0^T \alpha E \cdot \sin \Omega t \cdot dt = \alpha \frac{E}{\pi}$$

et si l'amplitude E est modulée, le courant d'utilisation suit la même fonction modulatrice.

Dans ce cas la meilleure fonction modulatrice est :

$$\Phi = 1 + k \sin \omega t$$

Le courant d'antenne prend la forme :

$$i = A(1 + k \sin \omega t) \cdot \sin \Omega t,$$

Il varie de $A(1 - k)$ à $A(1 + k)$, soit de

$$0 \quad \text{à} \quad 2A$$

dans le cas d'une modulation complète.

Le courant efficace d'antenne change alors, quand on passe de la non-modulation à la modulation et croît dans le rapport de 1 à $\sqrt{\frac{3}{2}}$ dans le cas où $k = 1$.

Il est bien évident qu'en pratique il est difficile d'obtenir des lois aussi simples et rigoureuses quant à la modulation et la démodulation, mais ce qui précède montre que le passage de la transmission par la phase haute fréquence a besoin d'être surveillé de très près si l'on veut obtenir une radio communication téléphonique de bonne qualité.

Décomposition du courant de haute fréquence modulé en courants sinusoïdaux de fréquences différentes. Explication des bandes latérales. — Nous supposons le courant d'antenne modulé suivant la loi :

$$i = A(1 + k \sin \omega t) \cdot \sin \Omega t.$$

Il nous est alors loisible de transformer cette expression trigonométriquement.

On trouve :

$$i = A \cdot \sin \Omega t + \frac{Ak}{2} \cdot \cos(\Omega - \omega)t - \frac{Ak}{2} \cdot \cos(\Omega + \omega)t$$

et tout se passe comme si l'onde modulée résultait de la superposition de 3 ondes sinusoïdales de fréquence et de puissance suivantes :

Onde porteuse.	fréquence F	amplitude A	puissance $\frac{RA^2}{2}$
Onde latérale inférieure. . .	fréquence F - f	amplitude $\frac{Ak}{2}$	puissance $\frac{RA^2}{2} \cdot \frac{K^2}{4}$
Onde latérale supérieure. . .	fréquence F + f	amplitude $\frac{Ak}{2}$	puissance $\frac{RA^2}{2} \cdot \frac{K^2}{4}$

Pour l'ensemble des fréquences composant la voix, on voit que l'onde transmise comprend une onde porteuse de fréquence F et deux bandes latérales s'étendant de :

$$\begin{array}{l} F + 30 \quad \text{à} \quad F + 4000 \text{ environ} \\ F - 30 \quad \text{à} \quad F - 4000 \text{ environ.} \end{array}$$

Même si l'on convient de ne transmettre que les fréquences de la voix inférieures à 2000, on voit qu'une communication téléphonique nécessitera pour le moins une bande de fréquences de 4000 cycles.

Si la fréquence porteuse est

$$F = 20000 \quad (15000 \text{ mètres})$$

les fréquences extrêmes 18000 et 22000 différeront entre-elles des $\frac{2}{10}$ de la fréquence porteuse.

Si la fréquence porteuse est :

$$F = 300000 \quad (1000 \text{ mètres})$$

les fréquences extrêmes sont :

$$302\,000 \quad \text{et} \quad 298\,000$$

et ne diffèrent plus que des $\frac{4}{300}$ de la fréquence fondamentale.

Dans le but de placer le plus grand nombre possible de communications radiotéléphoniques susceptibles de ne pas se gêner, et de restreindre la gamme de fréquences dans laquelle une antenne devrait présenter un égal rendement pour ne pas avoir de distorsion, il est bon de supprimer l'une des bandes latérales à la transmission. On accorde alors l'antenne de réception sur la fréquence moyenne de la bande restante.

La suppression d'une des bandes latérales se fait au moyen de circuits filtreurs, dont nous parlerons ci-après. Cette suppression est d'autant plus utile, comme nous venons de le voir, que la fréquence porteuse est plus basse.

Suppression de l'onde porteuse. — L'onde porteuse, dans la transmission radiotéléphonique, ne comporte rien de caractéristique du message transmis, tout en absorbant une fraction importante $\left(\frac{1}{1+K^2}\right)$, de l'énergie transmise. On voit qu'il y a intérêt à la supprimer et nous verrons ci-après qu'il est possible de le faire.

Mais il est alors nécessaire de fournir à la réception un courant local de même fréquence que la fréquence supprimée.

Si en effet une force électromotrice :

$$a \sin \omega t \cdot \sin \Omega t$$

vient exciter un démodulateur de caractéristique parabolique le seul courant utilisable sera, comme plus haut :

$$\frac{\beta a^2}{2} \sin^2 \omega t = \left(\frac{\beta a^2}{4} - \frac{\beta a^2}{4} \cos 2\omega t \right)$$

aucun courant de fréquence f n'est reproduit.

Le courant de fréquence F sera engendré par un petit générateur local de fréquence bien stable, et soigneusement réglée sur celle du poste émetteur. Ce moyen de réception donne un moyen de se procurer à la réception l'amplification résultant des réceptions par la méthode hétérodyne. La force électromotrice appliquée au démodulateur est dans ce cas de la forme :

$$a \sin \omega t \cdot \sin \Omega t + b \sin \Omega t$$

$$(a \sin \omega t + b) \cdot \sin \Omega t$$

et le courant démodulé est :

$$\frac{\beta}{2} (a \sin \omega t + b)^2$$

dont la partie utile :

$$\beta ab \cdot \sin \omega t$$

est proportionnelle à l'amplitude b du courant de modulation.

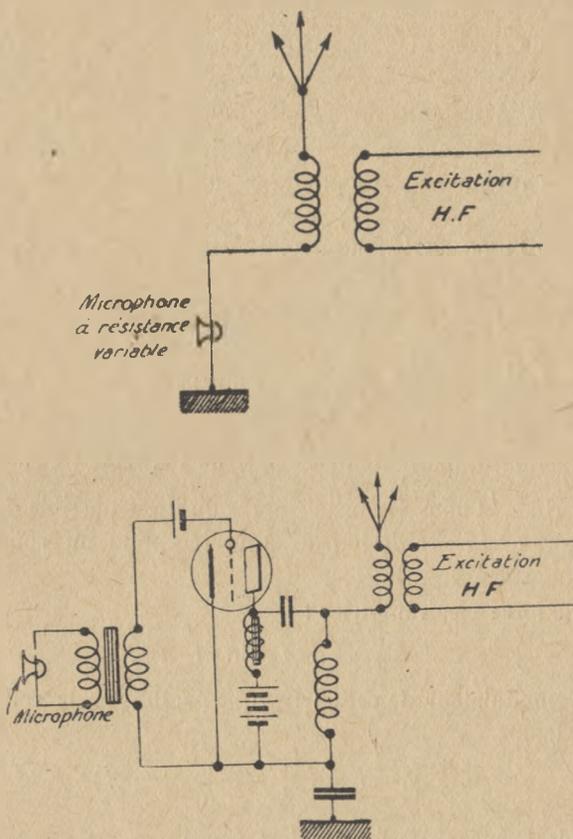


Fig. 47. — Modulation par variation de résistance d'antenne.

Procédés de modulation. — Nous exposerons maintenant les principaux moyens de modulation actuellement employés, que nous classerons de la façon suivante :

- 1° Modulation par absorption de l'énergie utilisable ;
- 2° Modulation par variation de la tension de grille ;
- 3° Modulation par variation de la tension de plaque ;
- 4° Emploi des propriétés magnétiques du fer ;
- 5° Suppression du courant porteur et d'une bande latérale.

Modulation par absorption. — L'un des procédés les plus simples de modulation consiste à introduire dans l'antenne une résistance variable. Une partie de la puissance utilisable est dissipée dans cette résistance et la puissance rayonnée devient par suite variable suivant une loi qui dépend de la loi de variation de la résistance introduite,

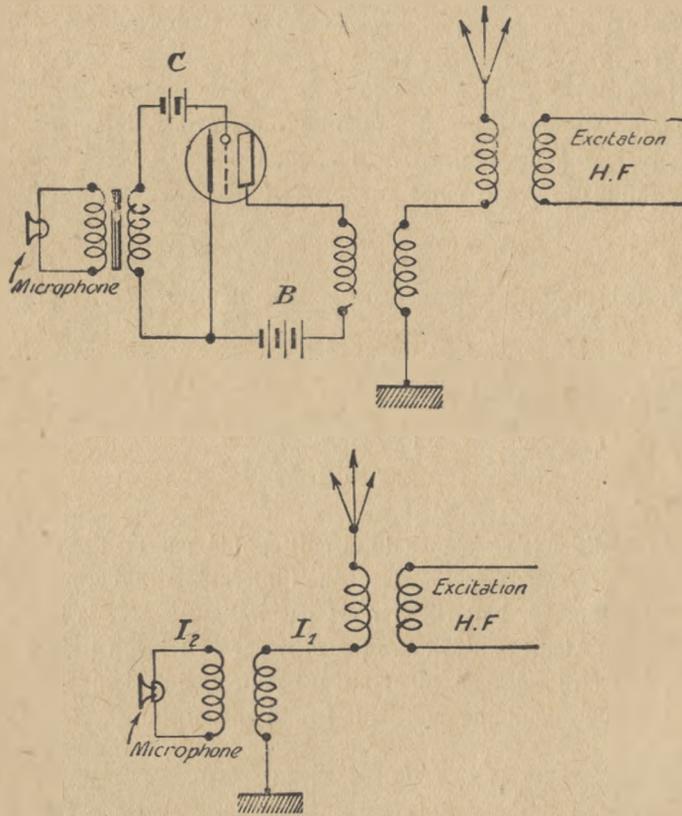


Fig 48 — Modulation par circuit couplé à résistance variable.

Dans le cas des très faibles puissances, on peut introduire directement un microphone à résistance variable dans l'antenne (fig. 47). Si une force électromotrice de haute fréquence d'amplitude constante E est appliquée à l'antenne le courant dans cette antenne varie suivant une loi :

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

où R est une partie fixe de résistance et r une partie variable. Comme dans le cas même

du microphone à charbon (voir plus haut), la modulation sera d'autant plus pure que $\frac{r}{R}$ est plus petit. Une onde fortement modulée sera sujette à une distorsion assez grande.

Au lieu d'introduire le microphone directement dans l'antenne, on pourra modifier la résistance de celle-ci au moyen d'une lampe placée en dérivation sur la self d'antenne, (fig. 47) et sur la grille de laquelle on fera agir le microphone. Une plus grande puissance pourra ainsi être modulée.

Il revient sensiblement au même de coupler avec l'antenne un circuit absorbant comprenant le microphone (fig. 48) ; comme nous avons déjà eu l'occasion de le montrer, cela revient à introduire dans l'antenne une résistance supplémentaire. La puissance disponible se répartit entre les circuits d'antenne et d'absorption :

$$EI_1 = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2.$$

Le circuit d'absorption est parcouru par une intensité

$$I_2 = \frac{M\omega I_1}{Z_2}.$$

et le courant d'antenne suit la loi

$$I = \frac{E}{R_1 + \frac{M^2\omega^2}{R_2}}$$

variant avec R_2 .

Au lieu de modifier la résistance du circuit couplé par l'action directe du microphone on peut se servir, comme plus haut, de l'intermédiaire d'une lampe fonctionnant en résistance variable. La batterie B n'est pas indispensable, la tension plaque de la lampe du circuit absorbant pouvant être pourvue par la tension induite par l'antenne. La batterie C doit être soigneusement ajustée pour que la lampe soit placée dans de bonnes conditions de fonctionnement. Elle fonctionne en somme en modulatrice.

Modulation par variation de la tension de grille. — Deux procédés de modulation distincts peuvent être employés en agissant sur la tension de grille, procédés qui correspondent aux deux façons de démoduler que nous avons expliquées plus haut.

Dans le premier procédé on applique à la grille, à la fois, des variations haute et basse fréquence de faible amplitude, et l'on se sert de la courbure de la caractéristique courant plaque tension grille (fig. 49).

L'équation de la caractéristique peut être représentée par

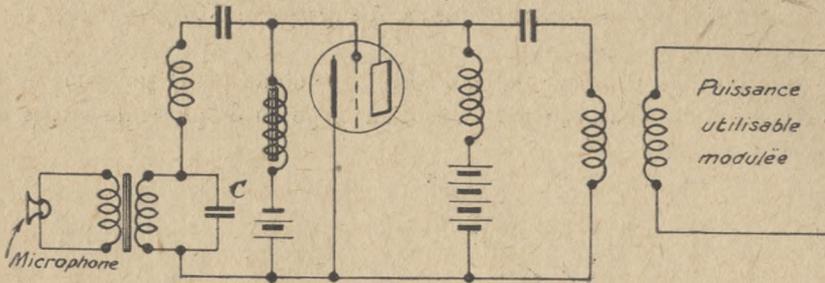
$$i = \alpha e + \beta e^2.$$

La force électromotrice e imposée à la grille est :

$$e = e_1 \sin \Omega t + e_2 \sin \omega t$$

Ω étant la pulsation de haute fréquence et ω la pulsation de basse fréquence.
 Par suite le courant utile obtenu peut être mis sous la forme :

$$i_u = \alpha e_1 \sin \Omega t + 2\beta e_1 e_2 \sin \omega t \sin \Omega t$$



Le condensateur C laisse passer la haute fréquence mais doit présenter une haute impédance pour la plus haute fréquence de modulation.

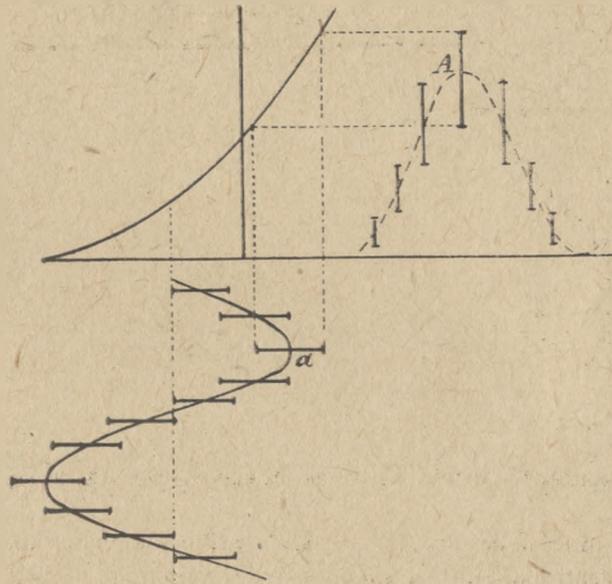


Fig 49 — Modulation par variation de tension grille
 (emploi de la courbure de la caractéristique courant de plaque — tension grille).

élimination étant faite de tous les courants de fréquence non utilisable. Ce courant peut être mis sous la forme :

$$i_u = A(1 + \beta \sin \omega t) \cdot \sin \Omega t.$$

C'est un courant de haute fréquence modulé.

La figure 49 montre d'ailleurs graphiquement comment ce résultat est obtenu : en chaque point de la courbe de variation basse fréquence de la grille est superposée une amplitude a de haute fréquence ; le courant plaque varie à basse fréquence mais en chaque point l'amplitude de haute fréquence A superposée dépend du point de fonctionnement grille.

Il ne sera possible d'obtenir de cette manière qu'une petite puissance modulée qu'on amplifiera de façon convenable à l'aide d'un étage ou de plusieurs étages d'amplificateurs de puissance.

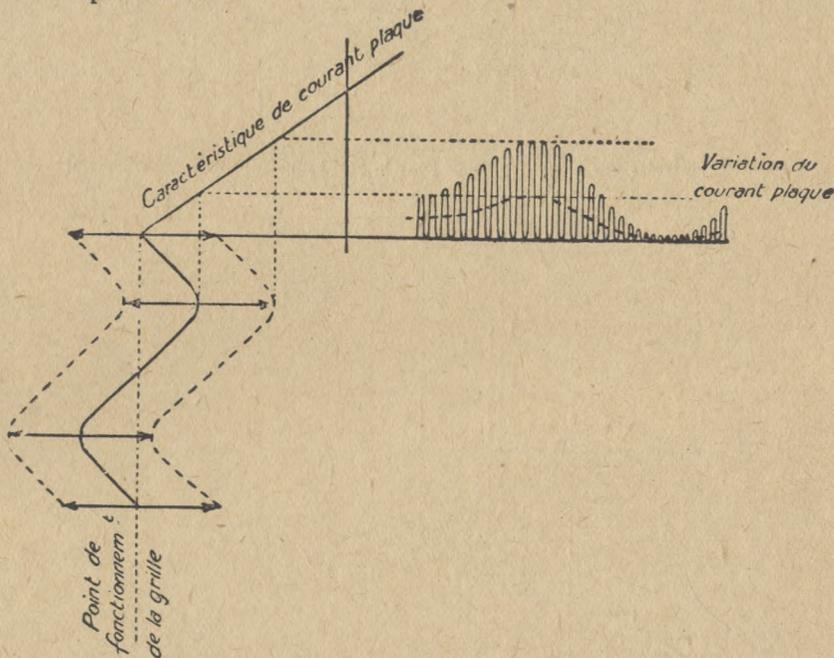


Fig. 55. — 2^e méthode de modulation par variation de tension grille. — Explication graphique.

Le deuxième procédé de modulation par la grille s'applique au cas où celle-ci, placée à un fort potentiel négatif est soumise à des variations de haute fréquence de grande amplitude. On déplace aussi comme précédemment le point de fonctionnement à la fréquence de modulation (fig. 50).

Cette disposition peut s'employer avec des émetteurs auto-exciteurs ou à excitation séparée. Dans le premier cas il faut prendre soin de ne pas faire baisser la tension de grille assez fortement pour amener le décrochage du poste. L'onde obtenue serait alors sujette à des brèches incompatibles avec une bonne transmission.

Cet inconvénient arrive surtout dans le cas où la tension négative de grille est

obtenue par batterie ou générateur. Le courant utile obtenu suit en fonction du point grille une courbe comme celle indiquée fig. 51 avec une partie irréversible XY et un décrochage à gauche de X. La partie susceptible de donner une bonne modulation est uniquement celle à droite de Y.

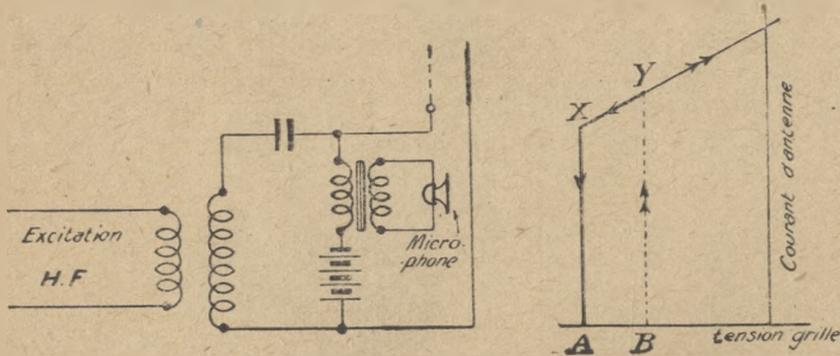


Fig. 51. — Cas où la méthode précédente est appliquée avec batterie de grille, XY, partie irréversible de la courbe de courant utile en fonction de la tension de grille.

Plus souple est le fonctionnement dans le cas où la tension de grille est réglée par une résistance shuntée par un condensateur (fig. 52). Dans ce cas la variation de point de fonctionnement grille peut être obtenue par le moyen d'une lampe $\mu_6.53$ sur la grille de laquelle agit le microphone.

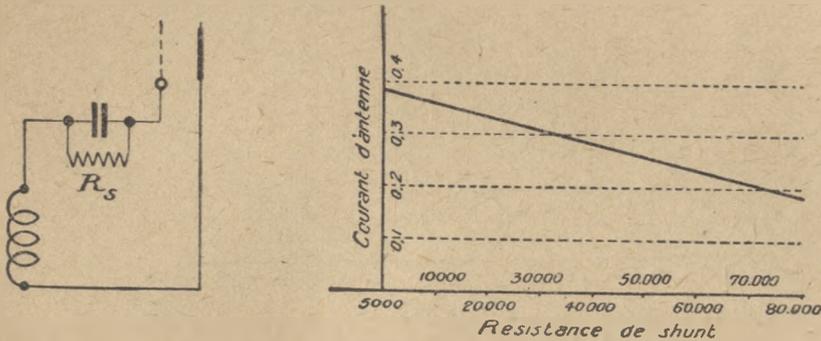


Fig. 52. — Explication graphique de la modulation par variation de la résistance de shunt.

Pour déterminer le choix de cette lampe, il sera bon d'étudier au préalable le fonctionnement de l'oscillateur avec une résistance de shunt variable et de noter pour chaque valeur de résistance R_s la chute de tension $R_s I_g$ à ses bornes et le courant d'antenne obtenu I_a . Se reportant alors aux courbes caractéristiques de la lampe qu'on se propose d'employer comme shunt, on pourra pour chaque valeur de tension plaque $R_s I_g$

et de courant plaque i_p , repérer quelle tension grille v_g , cela représente. Il s'en suivra que la relation entre I_a et v_g pourra être prédéterminée et qu'il sera possible de faire un

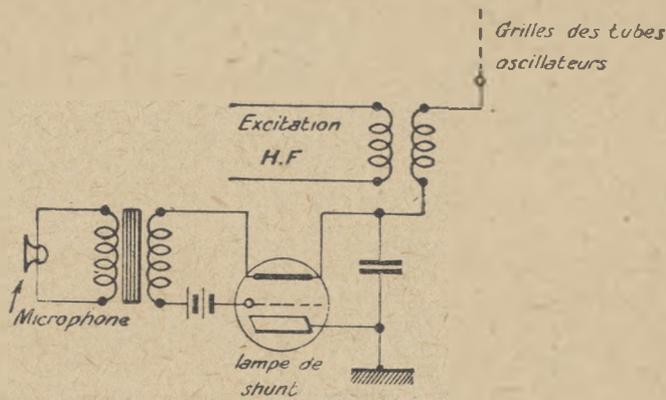


Fig. 53. — Emploi d'une lampe pour appliquer la méthode précédente à la modulation téléphonique.

choix préalable de v_g et de son étendue de variation possible, compatible avec l'obtention d'une modulation de bonne qualité (fig. 54).

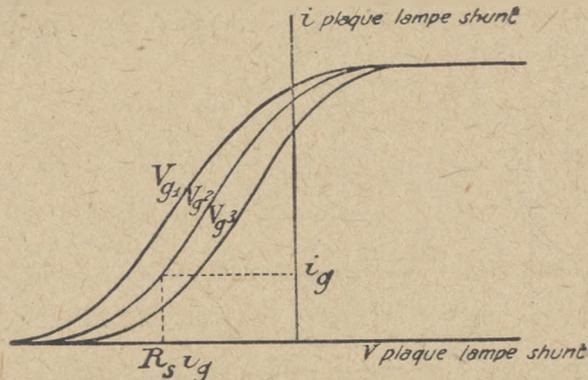


Fig. 54. — Recherche de la caractéristique de fonctionnement d'une lampe shunt, à l'aide des caractéristiques de cette lampe.

Quand on s'est assuré une certaine énergie haute fréquence modulée, il est en général nécessaire de l'amplifier. On emploie dans ce but un amplificateur de puissance, comme il a été exposé plus haut. Cet amplificateur est avantageusement à haut rendement, c'est-à-dire qu'il fonctionne avec grille très négative et excitation H. F. de grille de grande amplitude. Il faut remarquer que dans ce cas, le courant d'utilisation peut être

complètement modulé, même lorsque le courant d'excitation grille ne l'est qu'incomplètement (fig. 55). Les harmoniques haute fréquence introduits sont en grande partie éliminés en pourvoyant, comme indiqué plus haut, un chemin de court circuit d'assez faible impédance.

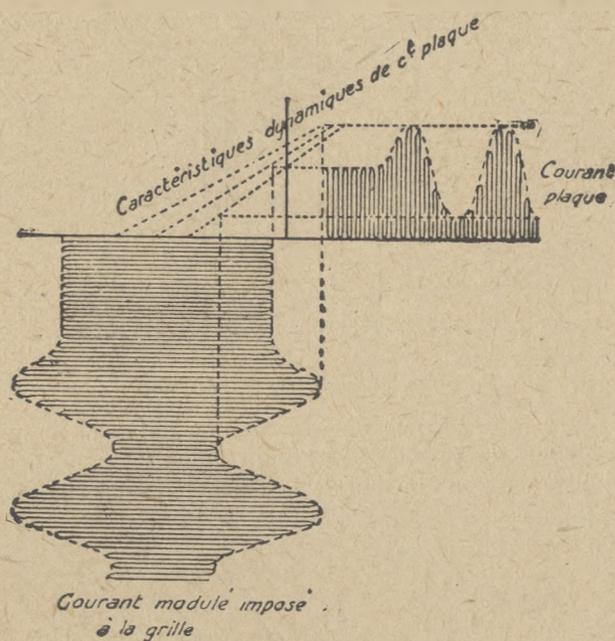


Fig. 55.

Modulation par variation de tension plaque. — L'intensité du courant utile dépendant de la tension plaque appliquée, on a songé à moduler par action sur la tension de plaque. Le procédé le plus connu est figuré sur le schéma de la figure 61. L'intervalle filament-plaque d'une lampe modulatrice est placé en dérivation sur l'intervalle filament-plaque de la lampe oscillatrice. L'alimentation commune des plaques en courant continu comporte une self d'arrêt B. F. qui joue un rôle essentiel dans ce système. Grâce à elle toute variation de courant B. F. qui tendrait à se produire dans le courant d'alimentation rencontre une impédance très élevée. Le courant d'alimentation est à peu près constant, et ses faibles variations résiduelles suffisent à provoquer aux bornes de la self d'arrêt des variations de tension très considérables qui influent sur l'intensité du courant utile par variation de la tension plaque appliquée.

On pourra se rendre compte du fonctionnement du système et en même temps prédéterminer un poste téléphonique de ce genre par la méthode graphique suivante.

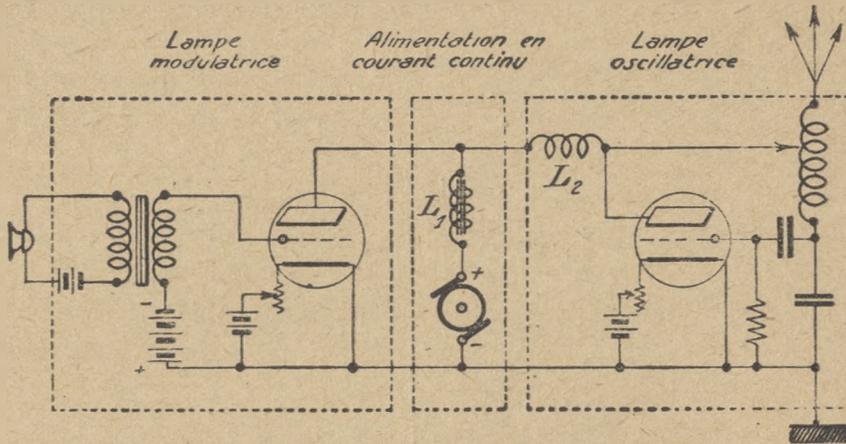


Fig. 56. — Modulation par variation de tension plaque
(L_1 self d'arrêt basse fréquence ; L_2 self d'arrêt haute fréquence)

On relèvera d'abord la caractéristique d'oscillation de l'émetteur, c'est-à-dire la courbe du courant d'antenne en fonction de la tension plaque (fig. 62). Cette courbe est très nettement linéaire.

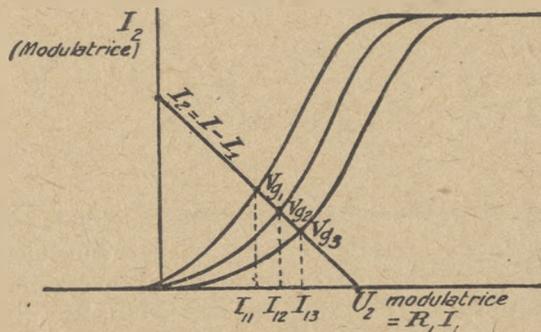


Fig 57 — Méthode graphique de prédétermination d'un système de modulation par variation de tension plaque

On relèvera en même temps la consommation en courant plaque de cette lampe, et on pourra constater que la résistance apparente $\frac{U_1}{I_1} = R_1$ reste sensiblement constante

On se servira alors du faisceau de caractéristiques courant plaque-tension plaque de la lampe devant servir de modulatrice. La tension plaque de cette lampe est égale à $R_1 I_1$ et R_1 étant constant, le même faisceau donne I_2 en fonction de I_1 .

On superposera à ce faisceau la droite

$$I_2 = I - I_1$$

en assumant que le courant total I reste invariable. Les points de croisement de cette droite et du faisceau donnent les tensions de grille modulatrice v_g pour chaque point de fonctionnement.

Il sera dès lors aisé de tracer la caractéristique du système donnant le courant utile en fonction de la tension grille modulatrice. Cette courbe, linéaire dans une grande étendue, permettra de choisir convenablement le point de fonctionnement statique de la grille modulatrice et l'étendue des variations basse fréquence, nécessaires d'une part pour assurer une modulation profonde et compatibles, d'autre part, avec une modulation de bonne qualité.

Le courant I est le courant de l'oscillatrice quand celle-ci fonctionne au maximum de puissance possible, dans les conditions de rendement envisagées.

L'impédance de la self d'arrêt basse fréquence devra être maintenue aussi grande que possible 8 à 10 Ω au moins, dans toute l'étendue des fréquences téléphoniques.

Emploi des propriétés magnétiques du fer. — On a cherché à employer pour

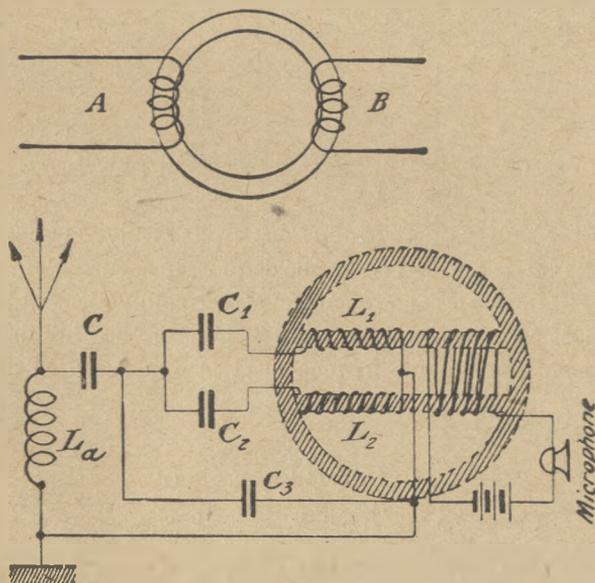


Fig. 58. — Modulation Alexanderson par emploi des propriétés magnétiques du fer.

moduler, les propriétés magnétiques du fer. Si dans un système élémentaire comme celui de la figure 58 on envoie dans l'inductance B un courant continu, le changement

de perméabilité du fer provoque une variation de l'inductance A. On peut en profiter pour brancher l'inductance A en parallèle avec l'antenne suivant un schéma donné fig. 58 et simplifié fig. 59. Le courant dans le condensateur C_a représentant l'antenne variera lorsque, sous l'action du microphone, l'inductance L_1L_2 variera. Cette dernière inductance est composée de 2 parties, de façon à ce qu'il n'y ait aucune réaction sur le circuit microphonique. Les condensateurs C et C_3 ajoutent à la sensibilité du système qui permet de moduler, avec un microphone ordinaire, des puissances assez considérables. Les condensateurs C_1 et C_2 empêchent l'induction directe du circuit microtéléphonique dans les inductances L_1 et L_2 . Le point de fonctionnement du fer (valeur au repos du courant continu dans le circuit microtéléphonique) doit être ajusté pour obtenir des variations convenables de l'inductance L_1L_2 .

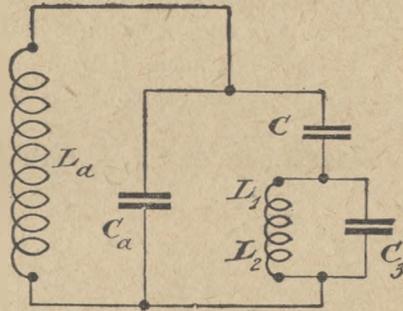


Fig. 59. — Schéma simplifié de la méthode précédente.

Suppression du courant porteur. — Nous avons expliqué ci-dessus qu'il pouvait être avantageux, au point de vue de l'économie de puissance ainsi réalisée, de supprimer le courant porteur. Cette suppression peut s'effectuer commodément en employant un modulateur à 2 lampes équilibrées tel que celui de la figure 60. Les deux grilles varient en phase en ce qui concerne la haute fréquence, et en opposition en ce qui concerne la basse fréquence.

Soient :

$$V_{g_1} = U_1 \sin \Omega t + u_1 \sin \omega t$$

$$V_{g_2} = U_1 \sin \Omega t - u_1 \sin \omega t$$

les tensions imposées aux deux grilles. Les courants d'utilisation sont approximativement :

$$I_{p_1} = \alpha V_{g_1} + \beta V_{g_1}^2$$

$$I_{p_2} = \alpha V_{g_2} + \beta V_{g_2}^2$$

et le courant agissant :

$$I_p = I_{p_1} - I_{p_2} = \alpha(V_{g_1} - V_{g_2}) + \beta(V_{g_1}^2 - V_{g_2}^2) = \gamma V_{g_1} - V_{g_2} [\alpha + \beta(V_{g_1} + V_{g_2})]$$

$$= 2u_1 \sin \omega t [\alpha + \beta U_1 \sin \Omega t]$$

La composante HIF :

$$4\beta u_1 U_1 \sin \omega t \cdot \sin \Omega t$$

n'est émise que s'il y a modulation ($\sin \omega t \neq 0$). Tous les harmoniques pairs sont en même temps supprimés.

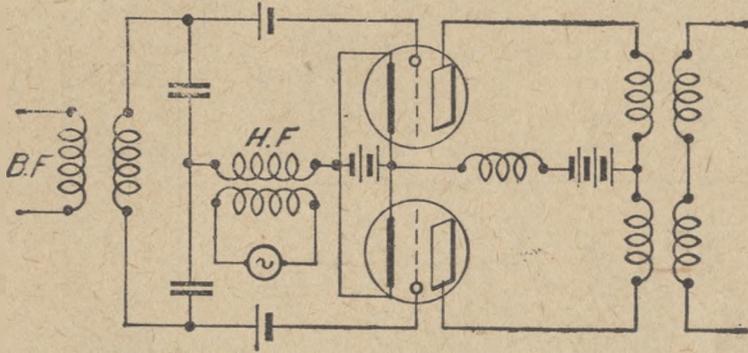


Fig. 60. — Modulateur à 2 lampes équilibrées pour suppression du courant porteur.

Suppression d'une bande latérale. Filtres haute fréquence. — Nous avons vu qu'il est généralement souhaitable de n'employer qu'une des deux bandes latérales de

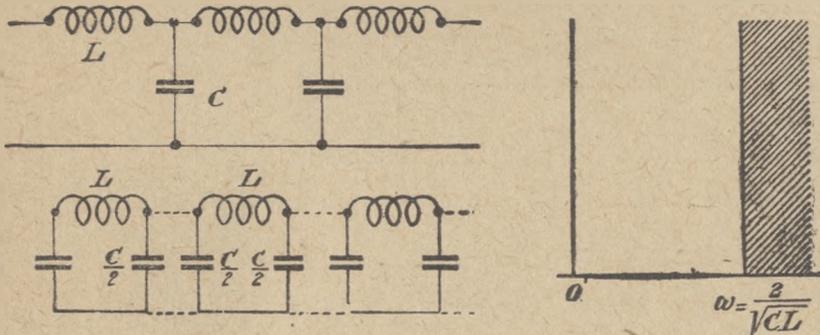


Fig. 61.

fréquences créées par la modulation. On y parvient au moyen des filtres à haute fréquence.

De tels filtres sont constitués par une suite de cellules identiques composées d'inductances et de capacités,

Dans le type I (fig. 61), on constate que toutes les fréquences depuis 0 (le courant continu traverse évidemment) jusqu'à une certaine frontière :

$$\omega^2 = \frac{1}{4CL}$$

sont transmises à travers le filtre, à l'exclusion des autres. Cette dernière fréquence est la fréquence propre de chacun des circuits (fig. 61, 2), dont l'ensemble reproduit le filtre total (*filtre passe-bas*).

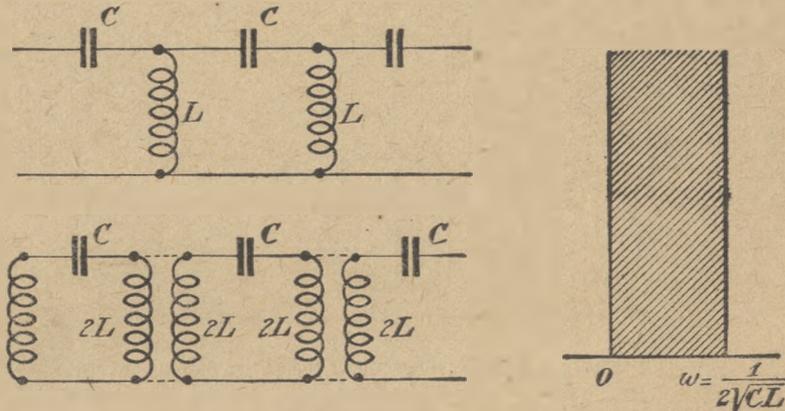


Fig 61.

Dans le type II au contraire, seules les fréquences au-dessus d'une certaine frontière :

$$\omega^2 = \frac{1}{4CL}$$

sont transmises. Cette frontière est la fréquence propre des circuits indiqués sur la figure

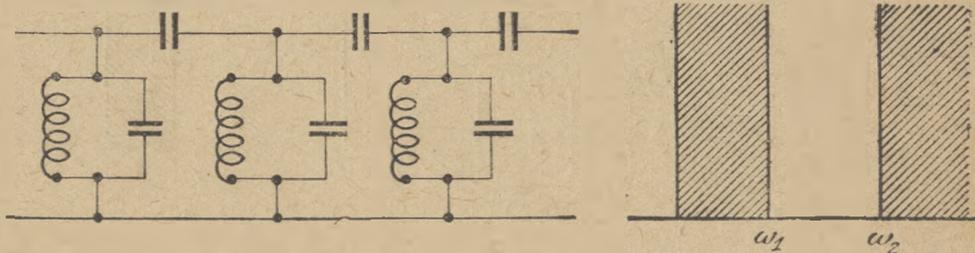


Fig. 63. — Filtre de bande.

Il est enfin possible, soit par combinaison successive des types I et II, soit au moyen d'un seul filtre du type III, de ne laisser passer que les fréquences comprises entre 2 frontières déterminées (fig. 63).

On pourra, par l'emploi de ce troisième type de filtre, isoler une bande latérale. Si la fréquence porteuse est par exemple de 20 000 ce filtre ne laissera passer que la bande supérieure de 20 300 à 23 000. Dans le cas où la fréquence porteuse est supprimée, le filtre aidera encore à cette suppression en arrêtant la fréquence 20 000. Il est avantageux de faire battre à nouveau ces fréquences 20 300 à 23 000 avec une nouvelle fréquence assez élevée qui donnera 2 bandes très séparées [si 80 000 est cette fréquence les bandes

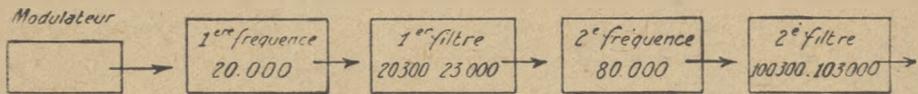


Fig 64. — Séparation d'une bande latérale par double modulation.

deviendront (100 300-103 000) et 57 000-59 700] ce qui permettra un filtrage efficace et par l'ajustement de la seconde fréquence de battement une possibilité de changement de la première fréquence sans changement du second filtre (fig. 64) (1).

D. — CAUSES DE DISTORSION EN RADIOTÉLÉPHONIE

Nous venons de passer en revue la suite de transformations que doit subir l'énergie depuis l'émission de la parole ou de la musique à transmettre jusqu'à la réception par l'oreille qu'impressionne le haut-parleur. Chemin faisant nous avons fait allusion aux nombreuses précautions qu'il faut prendre pour que la qualité de la transmission radiotéléphonique reste bonne. Nous allons reprendre cet important sujet plus en détail.

Dans un système de transmission idéal on retrouverait du côté de la réception exactement toutes les fréquences que comportait le son à transmettre, aucune autre, et les amplitudes de chaque mouvement vibratoire seraient à la réception les égales ou les mêmes multiples des amplitudes des mouvements de même fréquence de l'émission. La réalisation approchée de ces conditions idéales implique de grandes difficultés. L'étendue des fréquences à transmettre est, pour la parole, d'au moins 2 000 cycles, pour la musique, certainement plus. Il serait donc nécessaire, aussi bien en basse fréquence, qu'en haute fréquence (dans le cas où un bande latérale est supprimée, cas le plus favorable) d'assurer la transmission avec un rendement égal de toute cette bande de fréquences. Mais pour assurer à l'ensemble de la transmission un rendement qui ne soit pas exagérément faible, il est d'usage de faire appel au phénomène de résonance, d'où,

(1) H D ARNOLD et LLOYD ESPENCHIED, *Transatlantic Radiotelephony J. A. I. E. E.*, 1923.

comme il est facile de comprendre, et comme nous le développerons ci-après, une grave cause de déformation.

D'autre part, la transformation des mouvements vibratoires produits par la voix en énergie basse fréquence et la transformation inverse de l'énergie basse fréquence en énergie mécanique vibratoire destinée à impressionner l'oreille, l'amplification des courants aussi bien à l'émission et à la réception ne se font pas suivant des lois strictement linéaires, d'où l'introduction de fréquences parasites. La modulation et la démodulation introduisent aussi, de par leur principe même, de telles fréquences parasites.

Enfin l'énergie à transmettre est très variable, aussi bien dans la transmission de la voix d'intensité normale, que dans la transmission d'un discours qui comporte des passages émis avec plus de force, ou celle de la musique où la variation d'énergie est considérable entre les passages pianissimo et fortissimo. Il en résulte que l'ensemble des appareils doivent être capables, au moins dans une certaine mesure, de supporter cette augmentation de charge sans produire de très graves déformations. C'est évidemment là une condition difficile à remplir, et onéreuse. Des compromis sont généralement adoptés pour tous ces points de vue, et le résultat total obtenu est, comme on sait, très satisfaisant.

Effet des Phénomènes de Résonance. — Beaucoup de phénomènes mis en jeu

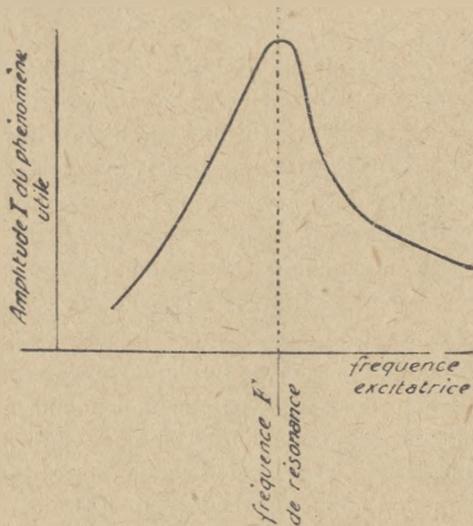


Fig. 65. — Courbe de résonance.

dans la transmission radiotéléphonique dépendent de la fréquence d'excitation suivant une loi qui se traduit graphiquement par une courbe analogue à celle de la figure 65,

connu sous le nom de courbe de résonance. Il en est ainsi, comme nous l'avons vu, quand la force motrice excitatrice E fait naître des forces contre-électromotrices de deux natures : l'une en opposition de phase avec l'amplitude I du phénomène utile (force contre-électromotrice d'amortissement-résistance), l'autre en quadrature, composée de deux effets en opposition dus l'un à l'inertie, l'autre à l'élasticité. I est relié à E par la formule :

$$I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + \left(Kf - \frac{K'}{f}\right)^2}}$$

où R est le coefficient d'amortissement, Kf et $\frac{K'}{f}$ les coefficients dus à l'inertie et à l'élasticité

Pour la fréquence F telle que :

$$KF - \frac{K'}{F} = 0$$

(fréquence de résonance) l'effet I est en phase avec l'amplitude E d'excitation et est maximum ; pour une fréquence f différente de F , I est moindre et est déphasé par rapport à E d'un angle dont la tangente est égale à :

$$\frac{Kf - \frac{K'}{f}}{R}$$

Il s'ensuit que dans tous les cas analogues, des forces excitatrices d'amplitude égale mais de fréquence différente produiront des effets d'amplitude différente et déphasés différemment. La différence de phase est en général d'importance secondaire, mais la différence d'amplitude primordiale.

On rencontre ces phénomènes : 1° dans les circuits accordés d'émission, particulièrement l'antenne d'émission ; 2° dans les circuits accordés de réception, antenne de réception et circuits accordés intermédiaires des amplificateurs ; 3° dans les appareils qui transforment l'énergie basse fréquence en énergie sonore (Haut-Parleurs).

Pour les circuits de haute fréquence, le remède peut être trouvé en prévoyant un amortissement plus considérable, aplatisant la courbe de résonance. On peut, par exemple, introduire du fer dans les bobines intermédiaires des amplificateurs. On peut aussi faire appel aux phénomènes des circuits couplés (antenne d'émission, amplificateurs à circuits couplés). Quand le couplage est suffisant la courbe obtenue prend la forme de la figure 66, et la bande de fréquences à transmettre est sujette à des déformations d'amplitude beaucoup moins grandes. On voit l'intérêt que présente à ce point de vue la suppression d'une des bandes latérales. Les circuits peuvent alors être accordés

sur la fréquence moyenne de la bande conservée et la déformation encourue notablement moindre.

Les haut-parleurs doivent présenter un amortissement considérable, et des fréquences de résonance hors des limites de la gamme utile des fréquences transmises. Du côté de l'émission l'acoustique du « studio » de transmission doit faire l'objet des soins les plus attentifs

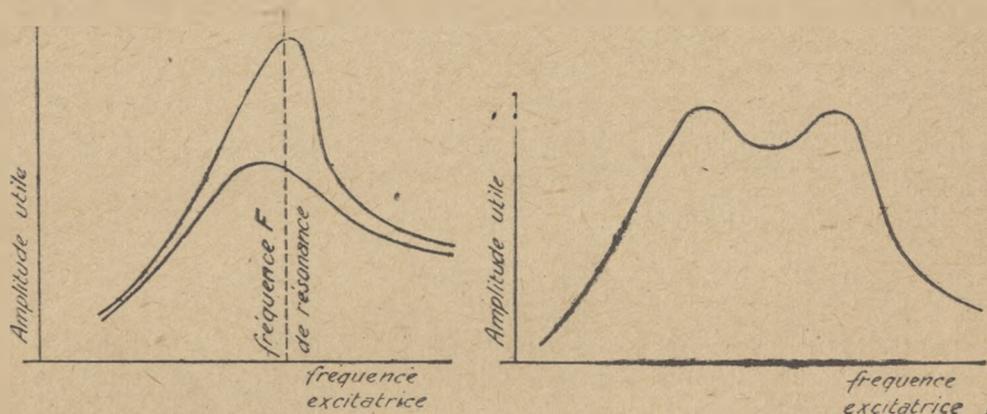


Fig. 66. — Moyens de corriger les effets de résonance ;
 a, effet de l'amortissement ; b, effet du couplage dans les circuits couplés

Introduction de fréquences parasites. — Dans tous les phénomènes où l'amplitude utile i est reliée à la force excitatrice par une relation non purement linéaire, comme par exemple :

$$i = ae + \beta e^2 + \dots$$

il y a introduction de fréquences parasites. Prenons le cas typique de la démodulation. La force excitatrice est de la forme :

$$e = A(1 + K \sin \omega t) \sin \Omega t.$$

Le courant i est donc égal à

$$i = \alpha A(1 + K \sin \omega t) \sin \Omega t + \beta A^2(1 + K \sin \omega t)^2 \sin^2 \Omega t$$

et les termes utiles de basse fréquence se réduisent à

$$\frac{\beta A^2}{2} (2K \sin \omega t - \frac{K^2}{2} \cos 2\omega t).$$

Un courant de fréquence double est indûment introduit.

Si le démodulateur reçoit les forces électromotrices complexes que comporte la

voix ou la musique, il en résulte une déformation assez notable, les fréquences élevées ayant une tendance à être renforcées.

L'amplitude de fréquence double étant dans le rapport $\frac{K}{4}$ avec celle de la fréquence normale, ce défaut est d'autant moins grave que la modulation est moins profonde. Si, d'autre part, on élimine à l'émission l'une des ondes latérales, il est facile de voir en suivant l'explication indiquée ci-dessus que le terme de fréquence double disparaît.

Des déformations du même genre se produisent en basse fréquence, comme nous l'avons vu en étudiant l'action des microphones.

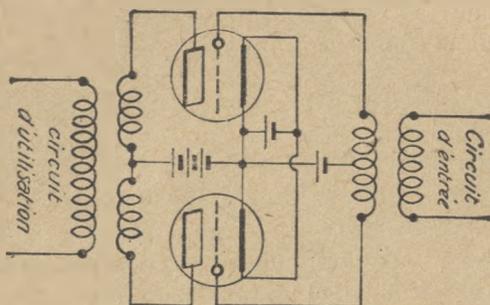


Fig. 67.

Si de grandes précautions ne sont pas prises, les amplificateurs apportent aussi leur part de distorsion, chaque fois qu'ils ne travaillent pas dans une partie linéaire de leurs caractéristiques dynamiques. Cette condition de linéarité est remplie dans de bonnes conditions par les amplificateurs à résistance pour une grande gamme de fréquences, mais requiert un ajustement plus délicat dans le cas fréquent où les circuits des amplificateurs présentent des effets inductifs. Il y a avantage à ce point de vue, aussi bien qu'à celui du rendement, à ce que l'impédance du circuit d'utilisation soit du même ordre de grandeur que la résistance interne de la lampe considérée. S'il n'en est pas ainsi, on trouve un grand avantage à l'emploi d'amplificateurs connus sous le nom de « push-pull » (fig. 67).

Si, dans ce cas, la caractéristique du courant utile I_p peut se traduire, en fonction de la tension excitatrice de grille, par l'équation :

$$I_p = A_0 + A_1 v_g + A_2 v_g^2$$

les deux tubes donnent

$$I_{p1} = f(v_{g1}) = f(u_0 + u \sin \omega t) = A_0 + A_1 u_0 + A_1 u \sin \omega t + A_2 u_0^2 + A_2 u^2 \sin^2 \omega t + 2A_2 u_0 u \sin \omega t$$

$$I_{p2} = f(v_{g2}) = f(u_0 - u \sin \omega t) = A_0 + A_1 u_0 - A_1 u \sin \omega t + A_2 u_0^2 + A_2 u^2 \sin^2 \omega t + 2A_2 u_0 u \sin \omega t$$

et le courant obtenu dans le circuit d'utilisation est :

$$I_{p_1} - I_{p_2} = 2A_1 u_1 \sin \omega t.$$

L'harmonique parasite de fréquence double, qui se serait produit si un amplificateur ordinaire avait été employé, peut ainsi être éliminé.

Variations de puissance au cours de la transmission. — Nous avons signalé plus haut la nécessité de pourvoir aux grandes variations de puissance qui se produisent au cours d'un discours ou d'une exécution musicale.

Déjà, du fait seul de la modulation, la puissance transmise varie considérablement. Si on considère un courant complètement modulé :

$$i = A(1 + \sin \omega t) \sin \Omega t,$$

la puissance, considérée pendant chaque période de haute fréquence, peut atteindre la valeur $2RA^2$ quadruple de la puissance en l'absence de modulation, et il faudra prévoir les lampes émettrices en conséquence.

Mais, d'autre part, les variations d'intensité des différences fréquences constituant les sons transmis sont considérables, et les variations d'intensité relative dans l'émission des discours ou de la musique sont très grandes. La profondeur de modulation doit donc pouvoir varier dans d'assez larges limites, convenablement distribuées par rapport aux variations prévues d'intensité d'émission des sons à transmettre. Une surveillance constante devra s'exercer à cet égard du côté de l'émission, de façon à ce que des surmodulations exagérées ne puissent se produire.

Du côté de la réception ces variations de puissance transmise peuvent aussi causer des difficultés, chaque fois en particulier que l'amplification obtenue n'est pas indépendante de la grandeur de la force électromotrice d'excitation, c'est-à-dire chaque fois que la loi d'amplification n'est pas parfaitement linéaire. Il faut en particulier éviter d'atteindre la région de saturation, ou même celle où le courant de grille devient appréciable. On y parviendra par un ajustement de la puissance reçue et transmise aux divers étages et un choix convenable des caractéristiques des lampes employées à chaque étage et en particulier, de la tension de fonctionnement de leurs grilles.

Caractéristique totale d'une transmission radiotéléphonique. — Tout ce qui précède montre tout le soin qu'il est nécessaire d'apporter dans l'établissement d'une liaison radiotéléphonique. On ne peut, en particulier, obtenir de très bons résultats qu'en tenant compte de l'ensemble émetteur, récepteur. Pour juger de la qualité obtenue, il faudrait, pour cet ensemble, tracer une courbe montrant quelles amplitudes

on obtient à la réception pour des amplitudes égales appliquées à l'entrée du microphone dans toute l'étendue des fréquences utiles, et repérer toute introduction de fréquence parasite. A défaut d'expériences aussi précises, il est maintenant prouvé par la pratique que la distorsion totale présentée par les systèmes de liaison convenablement établis est suffisamment faible pour ne pas nuire à l'intelligibilité et à la valeur artistique dans de trop grandes proportions.

Les difficultés indiquées ci-dessus ne sont d'ailleurs pas les seules. La présence des atmosphériques et de l'interférence des stations de fréquence voisine ou comportant des harmoniques de fréquence voisine est un inconvénient redoutable. En ce qui concerne les interférences la radiotéléphonie peut moins bien se défendre que la radiotélégraphie, du fait de la nécessité de transmettre une certaine étendue de fréquences. Aucune solution définitive n'est encore intervenue dans la protection contre les parasites.

Malgré ces difficultés, la radiotéléphonie de diffusion a pris une extension rapide et une importance sociale considérable. Plus difficile est l'application de la radiotéléphonie aux transmissions d'ordre privé ou commercial. De nouveaux problèmes se présentent alors, qui nécessitent l'alliance de la technique haute fréquence avec la technique téléphonique ordinaire. Citons le fonctionnement en duplex, la correction des variations de puissance perdue pendant la propagation sans fil, le secret de la transmission, et le problème de l'appel. Dans tous les cas où la téléphonie avec fil ne peut être installée commodément, la téléphonie sans fil est toutefois, sans conteste, appelée à un grand avenir (téléphonie avec les bateaux en marche, téléphonie avec les avions, téléphonie trans-océanique, etc.). Un champ considérable d'extension et d'amélioration semble lui être actuellement réservé.

CHAPITRE III

GÉNÉRATION ET RÉCEPTION DES ONDES DE TRÈS HAUTE FRÉQUENCE

Alors qu'il semble bien que, d'après la conception que l'on se fait de la propagation des ondes électromagnétiques, il doive être avantageux d'employer des courants aussi rapidement variables que possible, c'est-à-dire des ondes de très haute fréquence, ce sont les ondes de fréquence relativement basse (20 à 500 kilocycles par seconde : 15 000 à 600 mètres de longueur d'onde) qui ont d'abord été le plus employées. Ce fait provient en partie de ce que les premières expériences de propagation avaient abouti pour le champ électrique provoqué dans l'antenne réceptrice à des formules du genre de la suivante :

$$F = \frac{2\pi V}{10^9} \cdot h_e \cdot I_e \cdot \frac{1}{\lambda x} e^{-\beta}$$

où V est la vitesse de propagation de la lumière ;

h_e la hauteur effective de l'antenne émettrice ;

I_e l'intensité maximum dans l'antenne émettrice ;

λ la longueur d'onde employée ;

x la distance entre l'émetteur et le récepteur.

β est un facteur d'affaiblissement, fonction à la fois de x et de λ .

Austin a donné pour β la valeur :

$$\beta = \frac{0,0015 \cdot x}{\sqrt{\lambda}}$$

D'autres expérimentateurs avaient proposés des coefficients différents mais de composition analytique similaire.

En tenant compte de ce facteur d'affaiblissement, et en recherchant à l'aide de la formule soit la longueur d'onde assurant le champ électrique le plus intense, pour une distance donnée, soit mieux la longueur d'onde assurant un champ donné, pour une distance donnée, avec le minimum de puissance rayonnée à l'émission, on aboutissait à conclure que pour une distance donnée il y avait une longueur d'onde privilégiée, et que cette longueur d'onde était relativement grande lorsque la portée à assurer était grande.

Mais les formules, expérimentales ou autres, employées jusqu'ici se sont trouvées souvent mises en défaut et de nombreux essais récents tendent à réhabiliter les ondes de très haute fréquence. Nous allons exposer ci après les principaux avantages et inconvénients que l'on rencontre dans l'emploi de ces ondes, et par suite de ces courants de très haute fréquence, allant jusqu'à 300 000 kilocycles par seconde (longueur d'onde de 1 mètre) et même au-delà

Difficultés expérimentales rencontrées dans l'emploi des très hautes fréquences. — Les circuits utilisables en très haute fréquence ne diffèrent pas essentiellement de ceux que l'on emploie pour des fréquences plus basses. Il est bon cependant de ne pas perdre de vue les points suivants :

1° *Toute capacité parasite prend une importance considérable.* — Un chemin conducteur de courant variable comportant une capacité C oppose à une force électromotrice E une impédance $K \frac{1}{C}$ d'autant plus petite que la fréquence est plus grande. Il s'ensuit que toute capacité parasite doit être soigneusement évitée. De là la nécessité de manœuvre à distance, les précautions à prendre pour éliminer la capacité répartie quand on veut obtenir des effets d'inductance pure, etc.

Une des conséquences les plus graves de ce fait est le faible pouvoir d'amplification que l'on peut obtenir avec les lampes à trois électrodes en très haute fréquence, comme il sera expliqué ci-après, du fait des capacités internes entre les éléments constitutifs (filament, grille et plaque) de ces lampes.

2° *Les effets d'induction sont particulièrement intenses.* — Les phénomènes d'induction dépendent de la rapidité de variation du courant inducteur et sont par suite particulièrement intenses en très haute fréquence. Tout circuit oscillant accordé placé au voisinage d'une source de courants haute fréquence absorbe une énergie considérable. Il est difficile de se prémunir contre cet effet d'induction quand il n'est pas désirable et l'emploi des écrans métalliques, à moins de grandes précautions (écrans doubles) se montre assez inefficace.

3° *Les pertes dans les conducteurs et les diélectriques croissent avec la fréquence.* — Les pertes dans les conducteurs augmentent avec la fréquence du fait de l'effet de

peau. Les pertes dans les diélectriques augmentent également, en première approximation proportionnellement à la fréquence. Il s'ensuit que tous les supports en matière isolante absorbent une fraction d'énergie relativement plus importante en très haute fréquence, et qu'il faut les proscrire autant qu'il est possible.

4° *Le réglage des ondes de battement est plus difficile.* — Pour recevoir par méthode hétérodyne, on fait généralement battre avec l'onde locale de fréquence f une onde incidente de fréquence f' , la fréquence de battement $f - f'$ étant audible. La différence $f - f'$ représente une fraction d'autant plus faible de la fréquence de transmission que celle-ci est plus élevée. Or les battements deviendront inaudibles dès que $f - f'$ dépasse 3 000 cycles par seconde, c'est-à-dire dès que le rapport $\frac{f-f'}{f}$ dépasse $\frac{3\,000}{f}$. Le réglage sera d'autant plus délicat que la fréquence f est plus élevée.

Avantage des ondes de très haute fréquence au point de vue du rendement des antennes. — Mais si les ondes de très haute fréquence apportent quelques difficultés dans leur maniement, elles présentent des avantages très sérieux dont l'un des plus importants est de permettre un meilleur rendement de l'antenne d'émission.

Si I est le courant à la base de cette antenne, R la résistance totale, l'énergie fournie à l'antenne est RI^2 ; une partie seulement $R_r I^2$ est rayonnée dans l'espace de façon utile, et le rendement de l'antenne est $\frac{R_r}{R}$.

Pour des ondes de fréquence relativement faible, la grandeur R_r peut s'écrire en première approximation

$$R_r = \frac{1\,600}{V^2} H^2 f^2$$

où V est la vitesse de propagation de la lumière, H la hauteur effective de l'antenne et f la fréquence.

Quand la fréquence est plus élevée le calcul est plus compliqué, du fait que les dimensions géométriques étant du même ordre de grandeur que la longueur d'onde, on doit tenir compte pour le calcul des champs à distance de la différence de marche entre les rayons provenant de points différents de l'antenne. On trouve que le rayonnement est notablement diminué pour les directions inclinées sur l'horizon, mais que dans la direction horizontale le champ s'exprime par la même formule. On peut approximativement tenir compte de cette répartition, d'ailleurs probablement avantageuse, en divisant le coefficient R_r par 2, pour les conditions moyennes de hauteur de l'antenne au-dessus du sol.

Comparons, avec ces approximations, les rendements de trois antennes, l'une ayant une hauteur effective de 150 mètres et émettant sur 15 000 mètres, la résistance

de pertes étant égale à 1^ω , la seconde ayant une hauteur effective de 10 mètres, émettant sur 100 mètres, ayant une résistance de pertes de 10 ohms, la troisième vibrant en demi longueur d'onde ($H = \frac{\lambda}{2}$), la longueur d'onde étant de 10 mètres et la résistance de pertes 2 ohms.

La résistance de radiation de la première est environ

$$R_r = 0^\omega,16 \quad \text{et le rendement} \quad \frac{R_r}{R} = \frac{0,16}{1,16} = 0,14.$$

La résistance de radiation de la seconde est

$$R_r = 16^\omega \quad \text{et le rendement} \quad \frac{R_r}{R} = \frac{16}{26} = 0,6.$$

La résistance de radiation de la troisième est environ

$$R_r = \frac{1}{2} \times 180 = 60^\omega \quad \text{et le rendement} \quad \frac{R_r}{R} = \frac{60}{62} = 0,95.$$

Ces chiffres ne sont évidemment donnés ici que pour faire toucher du doigt l'avantage présenté par les ondes de très haute fréquence.

Il ne faut en tirer que la conclusion qualitative, extrêmement importante, que pour une même puissance fournie à une antenne, la puissance utile est d'autant plus grande que la fréquence émise est plus élevée. C'est un avantage primordial des ondes très courtes

Emission dirigée à l'aide des ondes de très haute fréquence. — Un autre

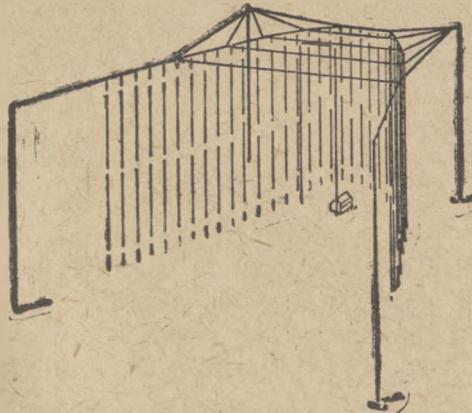


Fig. 68 — Réflecteur parabolique à ondes très courtes pour émission dirigée.

avantage des ondes de très haute fréquence réside dans la possibilité de réaliser plus commodément des émissions dirigées, à l'aide notamment de réflecteurs. Une surface

métallique peut en effet jouer le rôle de miroir pour des ondes électro-magnétiques dès que ses dimensions sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde employée. Il est par suite possible de constituer pour les ondes de quelques mètres des réflecteurs paraboliques comme celui indiqué figure 68. Le calcul donnerait, suivant M. Marconi, les

Courbes Polaires comparatives de la force du champ.

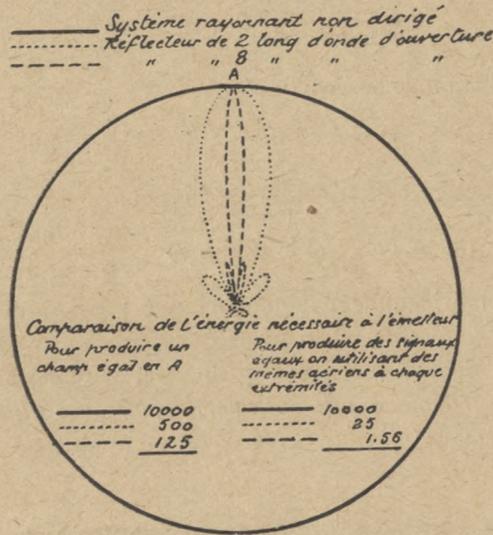


Fig. 69

avantages considérables reportés dans la figure 69, et aurait été assez exactement vérifié par ses récentes expériences ⁽¹⁾.

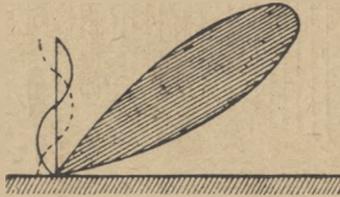


Fig. 70. — Emission dirigée suivant un certain angle avec la verticale.

Les ondes courtes ont aussi été employées pour fournir des faisceaux dirigés suivant un angle donné avec la verticale, dans le but de vérifier l'existence d'une couche

(1) Communication de M. Marconi à la « Royal Society of Arts », 2 juillet 1924.

supérieure réfléchissante de l'atmosphère. Le principe repose sur la mise en vibration d'une antenne verticale sur l'harmonique 4. La figure 70 montre la distribution du champ suivant l'angle avec la verticale.

Propagation des ondes de très haute fréquence. — Si les ondes de très haute fréquence ont l'avantage de donner un rendement d'antenne très amélioré, elle sont, d'autre part, sujettes à une plus grande déperdition d'énergie par absorption le long du trajet parcouru. Les précisions manquent, toutefois, à ce sujet de même qu'au sujet des phénomènes d'évanouissement parfois constatés dans la propagation des ondes employées pour la radiodiffusion. Il n'est pas, par suite, possible, de se prononcer définitivement à leur sujet. Certaines expériences ont abouti à des portées exceptionnelles, mais assez capricieuses.

Propriétés au sujet des atmosphériques. — La longueur d'onde la meilleure à choisir pour une distance donnée n'est pas, en définitive, celle qui donne la plus forte intensité des signaux, mais bien les signaux les plus lisibles. Si l'on considère le champ électrique produit par un parasite de la forme

$$F_0 e^{-\alpha x}$$

et le champ dû à un signal F , le rapport

$$q = \frac{\text{énergie reçue du signal}}{\text{énergie reçue du parasite}}$$

peut se déterminer par le calcul. On aboutit après diverses simplifications à une expression de la forme

$$F^2 \times \frac{1}{\delta} \times \frac{1}{\lambda^3} \quad \text{pour l'antenne}$$

et

$$F^2 \times \frac{1}{\delta'} \times \frac{1}{\lambda^3} \quad \text{pour le cadre}$$

δ et δ' étant les décréments respectifs des systèmes récepteur

$$\delta = \frac{\pi R}{L\omega} \quad \delta' = \frac{\pi R'}{L'\omega}$$

Ces expressions montrent tout l'avantage que présentent à ce sujet les ondes très courtes.

En assumant pour F la valeur tirée de la formule d'Austin et recherchant la longueur d'onde qui donne le rapport q le plus grand pour une distance donnée, Turner a

montré (*) que la longueur d'onde ainsi trouvée était beaucoup plus courte que par l'assomption seule du champ maximum.

Si l'on ajoute que les longueurs d'onde courte présentent encore des avantages au point de vue des transmissions radiotélégraphiques à grande vitesse, et des transmissions radiotéléphoniques en ceci que la gamme de fréquences à transmettre est une plus faible proportion de la fréquence de base, on voit que la question reste ouverte de décider quelles fréquences sont les plus avantageuses et celles qui prédomineront à l'avenir.

Génération des ondes de très haute fréquence. — La génération des ondes de très haute fréquence par les lampes à trois électrodes ne met généralement pas en jeu de nouveaux principes, mais de grandes précautions doivent naturellement être prises pour proscrire les capacités parasites, les pertes dans les diélectriques, et les circuits absorbants voisins. Il est, de fait, plus difficile d'obtenir beaucoup de puissance des oscillateurs à très haute fréquence. On est souvent limité, en particulier, par la valeur de courant que peut supporter la connexion grille et l'échauffement des parties en verre sous l'influence des champs électriques de très haute fréquence.

En ce qui concerne la limite de fréquences que l'on peut atteindre avec la lampe à trois électrodes, on peut en obtenir une idée par le calcul approximatif suivant :

Un électron de charge e et de masse m émis par le filament sans vitesse initiale, se trouve soumis au champ dû au potentiel V de la plaque. Le travail effectué dans le parcours du filament à la plaque est eV . Ce travail est égal à la force vive acquise par l'électron

$$\frac{1}{2} mv^2$$

expression où v représente la vitesse acquise par l'électron

$$v = \sqrt{\frac{2eV}{m}}$$

e et m sont des constantes connues dont la valeur est

$$m = 0,8 \cdot 10^{-27} \text{ gramme}$$

$$e = 1,4 \cdot 10^{-19} \text{ coulomb.}$$

Supposant V égal à 100 volts, on obtient

$$V = \sqrt{\frac{2eV}{m}} = 6 \cdot 10^8 \text{ cm sec.}$$

(*) *Radio Review*, octobre 1921, pp 524-534.

Si donc le trajet à effectuer est d'environ 1 centimètre, le temps mis par l'électron est au moins de :

$$\frac{1}{6 \cdot 10^8} \text{ seconde}$$

et la longueur d'onde ne peut être inférieure à :

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^{10}}{6 \cdot 10^8} = 50 \text{ centimètres.}$$

Ce calcul donne une idée de la plus petite longueur d'onde que les lampes permettent d'obtenir. Dès 1917 M. Gutton avait, à l'aide du montage figure 71, réalisé un oscillateur pour ondes de 2 m. environ (150 000 000 de cycles à la seconde).

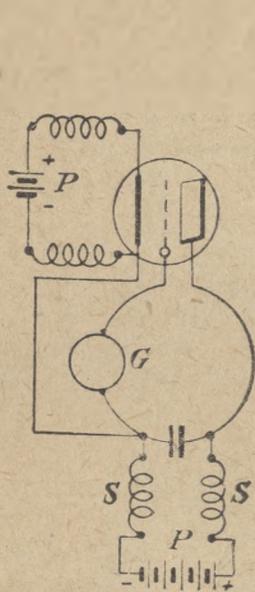


Fig. 71. — Emetteur de très haute fréquence de M. Gutton.

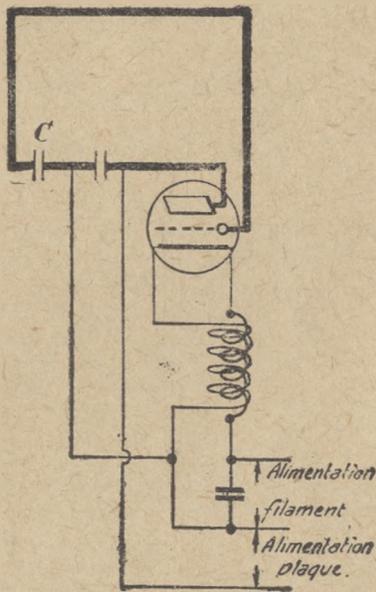


Fig. 72.

Le circuit oscillant est formé par la boucle *G* et la capacité grille-plaque de la lampe. La disposition 72, très analogue à la précédente, permet l'ajustement du circuit oscillant par variation du très petit condensateur *C*. Les plus grands soins doivent être apportés dans la construction de ces oscillateurs, au point de vue de la rigidité des dimensions et de la symétrie dans les connexions.

Une autre façon, assez notablement différente, de produire des oscillations entretenues de très haute fréquence a été indiquée par Kurz et Barkhausen (1). La grille est portée

(1) *Physikalische Zeitschrift*, janvier 1920.

à un haut potentiel, la plaque est légèrement positive par rapport au filament (fig. 73). La théorie et l'expérience montre et que la longueur d'onde varie comme $\frac{1}{\sqrt{V}}$, V étant

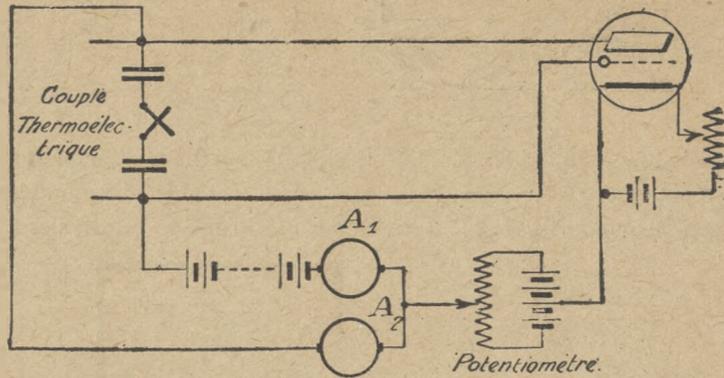


Fig. 73 — Oscillateur de très haute fréquence à haute tension de grille.

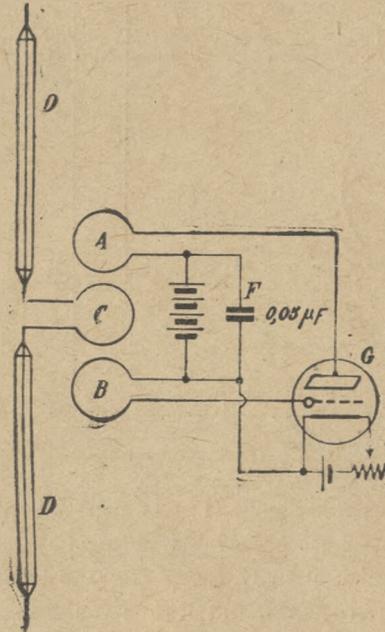


Fig. 74 — Schéma d'émetteur pour ondes de 10 mètres.

la tension grille, cette longueur d'onde ayant été de 2 mètres pour 150 volts dans les expériences de Gill et Morrell⁽¹⁾.

(1) *Philosophical Magazine*, 1922. 44, p. 161.

Pour leurs expériences de propagation et de réflexion des ondes de très haute fréquence, Dunmore et Engel ont employé le montage de la figure 74 (ondes de 10 mètres ⁽¹⁾).

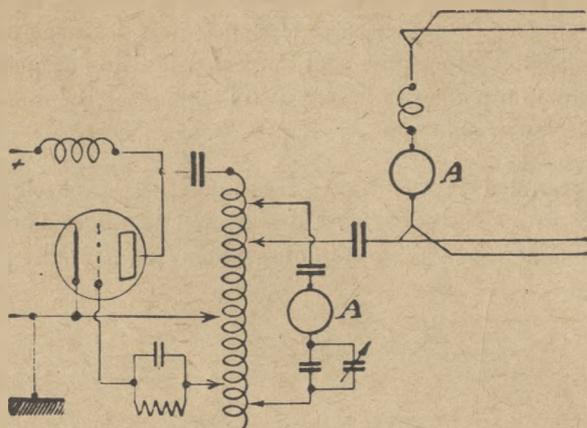


Fig. 75. — Emetteur pour radiotéléphonie sur ondes de 60 m.

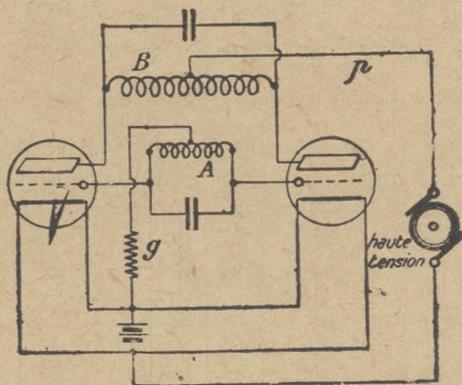


Fig. 76.

Des essais de radiotéléphonie de diffusion sur ondes très courtes (60 m.) ont été tentés, en particulier en Amérique où le schéma de la figure 75 a été retenu et montre une attaque de l'antenne assez particulière.

Un montage de plus en plus employé en France et donnant de très bons résultats

⁽¹⁾ *So. Pap Bur. Stand.* n° 469, 1923.

est indiqué dans la figure 76 (expériences de M. Mesny, *Onde Electrique*, Janvier 1924). Deux lampes sont montées symétriquement. Deux inductances enroulées en sens inverse sont placées entre les grilles, d'une part, et les plaques, d'autre part. Les grilles et les plaques des deux lampes sont, à chaque instant, à des potentiels égaux et de signes contraires. Les circuits haute fréquence sont indépendants des circuits à courant continu et les précautions usuelles nécessaires pour empêcher la haute fréquence de passer dans les circuits d'alimentation n'ont pas besoin d'être employées. Le fonctionnement de ces émetteurs est, de ce fait, rendu plus sûr et plus stable.

Réception des ondes de très haute fréquence. — Le fait le plus saillant dans l'emploi des lampes à trois électrodes pour la réception des ondes de très haute fréquence est la difficulté d'obtenir une amplification des signaux en haute fréquence due à l'effet des capacités internes de la lampe.

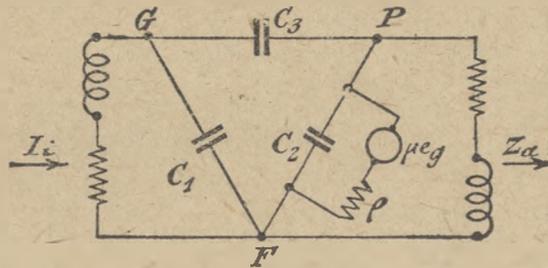


Fig. 77. — Circuit équivalent de la lampe à trois électrodes. Effet des capacités internes.

Si l'on tient compte de ces capacités le schéma réel de fonctionnement d'une lampe à trois électrodes répond à la figure 77. C_1 est la capacité entre grille et filament,

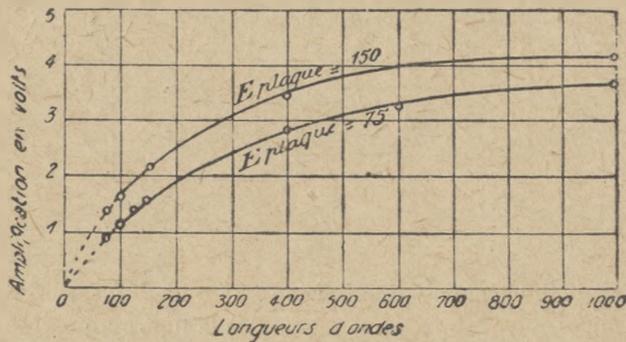


Fig. 78. — Diminution d'amplification avec la fréquence. Courbes expérimentales de Van der Bjl.

-) C_2 la capacité entre plaque et filament, C_3 la capacité entre grille et plaque. Si l'on cherche l'effet de ces capacités en haute fréquence, on est amené à conclure que l'impé-

dance d'entrée est shuntée par une capacitance de moins en moins élevée à mesure que la fréquence augmente, et que, par suite, l'efficacité de la lampe diminue considérablement avec la fréquence (1). Les courbes de la figure 78 donnent de cette vue théorique une confirmation expérimentale (2).

Il s'ensuit qu'il n'est en général d'aucun avantage de prévoir à la réception des lampes montées en amplificatrices haute fréquence suivant les schémas ordinaires. A part le montage usuel de la lampe en détectrice à réaction, deux méthodes ont été employées avec efficacité.

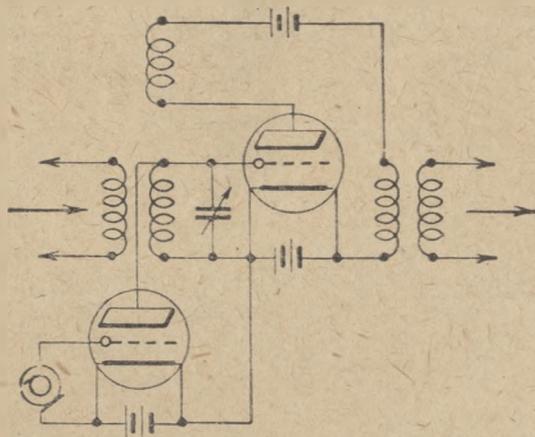


Fig. 79. — Schéma de principe de la réception par superréaction.

La première, due à Armstrong, est connue sous le nom de *superréaction*. Elle consiste essentiellement à faire varier périodiquement l'effet de résistance négative due à la réaction, de façon à placer alternativement le circuit de réception en résistance négative ou positive, la valeur moyenne de résistance restant positive. Durant les intervalles de résistance négative l'amplification des signaux reçus est très grande et d'autre part la variation de réaction ne permet pas à la lampe d'osciller librement. L'effet de super-réaction est obtenu commodément par l'introduction sur la grille d'une force électromotrice d'une fréquence légèrement supérieure aux fréquences audibles. La figure 79 donne un exemple type de ces montages.

La deuxième méthode (superhétérodyne ou double détection) consiste à faire battre l'onde incidente avec une onde locale de telle façon que la fréquence des battements,

(1) H. W. NICHOLS. — *Phys. Rev.*, vol. 13, 1919.

J. M. MILLER. — *Bureau of Standards*, Bulletin N° 351.

(2) VAN DER BIJL. — *La lampe à 3 électrodes*.

égale à la différence des fréquences des deux ondes qui battent, rentrent dans la gamme

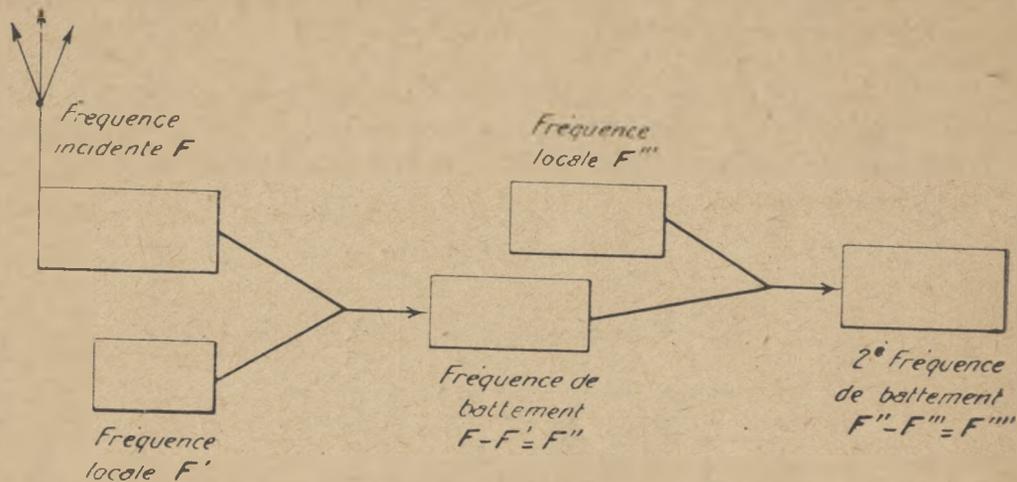


Fig. 80. — Explication schématique de la réception par détection multiple.

des fréquences facilement amplifiables. La figure 80 explique suffisamment ce mode de réception.

Mesure des très hautes fréquences. Fils de Lecher. — La méthode la plus précise pour mesurer les très hautes fréquences consiste à les faire propager le long de deux fils parallèles réunis à l'entrée et sur lesquels peut glisser un pont mobile comportant un système sensible aux courants de haute fréquence (couple-galvanomètre, par exemple). Des ondes stationnaires se forment le long des fils et le système détecteur accuse un maximum chaque fois que chacun des fils de Lecher est équivalent à un nombre entier de demi longueurs d'ondes. La longueur d'onde à mesurer est donc caractérisée par la distance qui sépare deux positions consécutives donnant une déviation maximum. La connaissance de cette distance conduit à une mesure très précise, toutes corrections faites (1). Cette méthode peut servir à l'établissement d'étalons de fréquence (2).

(2) A. HUND. — *Scientific Papers, Bur. Stand.*, N° 491.

(1) DUMONTEY et ENGEL. — *Proc. I. R. E.*, oct. 1923.

CHAPITRE IV

QUELQUES APPLICATIONS DIVERSES DES LAMPES A TROIS ÉLECTRODES

Les applications des lampes à trois électrodes ne se sont pas bornées à la radiotélégraphie et la radiotéléphonie. En fait, leur champ d'action s'étend de jour en jour dans beaucoup de domaines de la science et de l'industrie. Nous terminerons en disant quelques mots de certaines d'entre ces applications.

Amplification de la voix. — Les lampes à trois électrodes ont été employées avec succès pour amplifier la voix des orateurs et la rendre accessible à un nombre considérable d'auditeurs. Le problème comporte la réalisation d'un microphone, d'amplificateurs à lampes, et de haut-parleurs présentant aussi peu de distorsion que possible. La figure 81 donne une idée schématique des appareils nécessaires (1). Les amplificateurs basse fréquence et de puissance doivent être soigneusement adaptés aux conditions particulières de fonctionnement (amplification de la voix d'un orateur parlant directement devant le microphone, interposition d'une ligne téléphonique, etc.). Un haut-parleur de contrôle donne à l'opérateur les renseignements nécessaires à la manœuvre des appareils, ainsi qu'un indicateur de puissance, composé d'une lampe détectrice dont le circuit de plaque comporte un galvanomètre sensible.

Répéteurs téléphoniques. — Un vaste champ d'application s'est ouvert aux lampes à trois électrodes dans le domaine de la téléphonie sur fil ordinaire. Elles ont en effet permis la réalisation de relais amplificateurs permettant de compenser les pertes en ligne et rendant ainsi possibles les communications à plus grande distance.

(1) « Public Address Systems », *The Bell System Technical Journal*, Avril 1923.

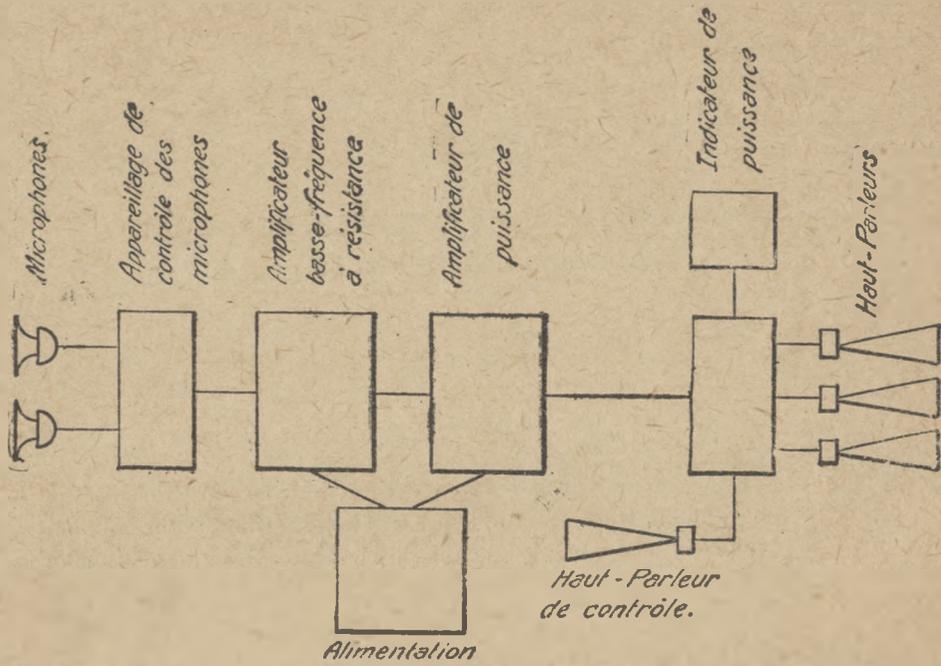


Fig 81. — Amplification de la voix par la lampe à trois électrodes.
(Disposition des appareils Public Address System).

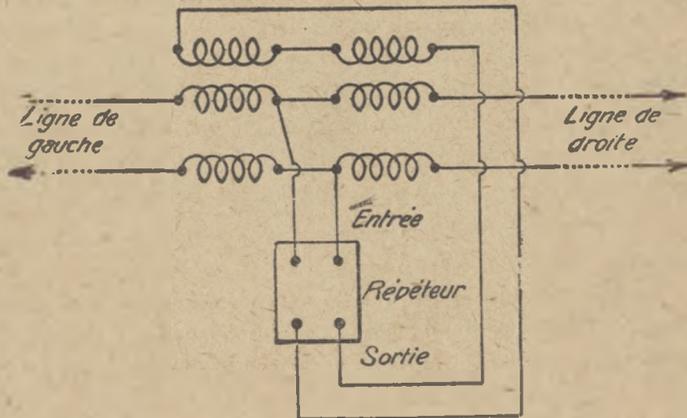


Fig 82. — Schéma de principe du répéteur téléphonique à deux directions.

La première forme de relais à lampes, ou répéteur, est figurée schématiquement figure 82, et comporte un amplificateur pouvant fonctionner dans les deux directions de propagation. L'énergie arrivant de la gauche se divise en deux parties dont l'une va dans le circuit d'utilisation du répéteur et n'est pas employée, l'autre passe dans le circuit d'entrée et est amplifiée ; l'énergie utile à la sortie du répéteur se divise encore en deux parties, celle qui se propage vers la droite étant seule utile.

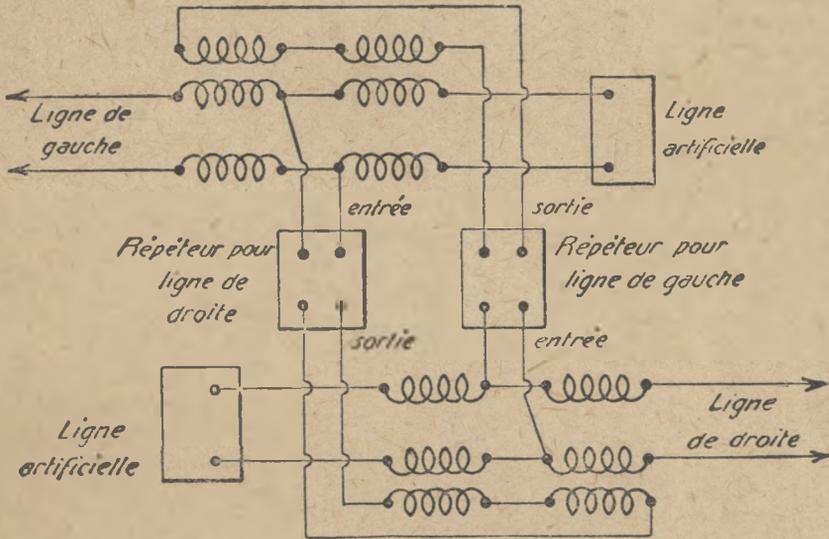


Fig. 83. — Emploi de deux répéteurs et circuit à quatre fils.

On peut voir sur la figure que le transformateur de sortie a deux enroulements secondaires équivalents pourvus chacun d'un point milieu ; c'est entre ces points milieux qu'est branché le circuit d'entrée. Si les impédances des deux lignes de droite et de gauche sont égales pour toutes les fréquences de transmission, le circuit de sortie du répéteur ne réinduit aucune force électromotrice dans le circuit d'entrée. S'il n'en est pas ainsi, le déséquilibre entre les deux lignes cause une certaine quantité de réaction qui est la source de distorsion grave, et si elle est assez grande et en phase convenable, provoque l'entretien d'oscillations parasites. L'amplification possible est ainsi limitée.

Il est d'usage plus répandu d'employer deux répéteurs séparés (fig. 83). Le fonctionnement est analogue, les lignes artificielles sont des réseaux locaux, formés d'inductances et de capacités, destinés à équilibrer les impédances des lignes réelles.

Si, dans le schéma ci-dessus, on suppose les deux parties du haut et du bas très éloignées, on obtient le schéma d'une transmission à quatre fils. Dans chaque voie du

circuit à quatre fils plusieurs répéteurs à une direction peuvent alors être introduits sans qu'il puisse se produire de réaction nuisible.

Radio sur Lignes. — La propagation de la haute fréquence le long des lignes a permis récemment de grandes améliorations dans l'art des communications à l'aide des

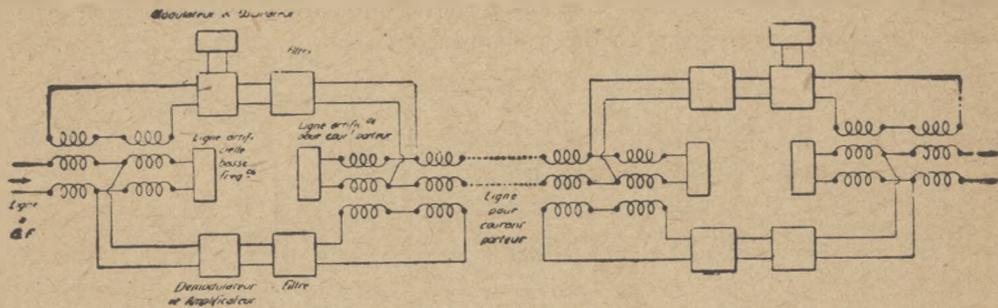


Fig. 84. — Schéma d'une communication bi-latérale par courant porteur.

fils conducteurs. Ces sortes de transmission ne diffèrent des radiocommunications que par le fait que l'énergie est canalisée le long des lignes de transmission au lieu d'être

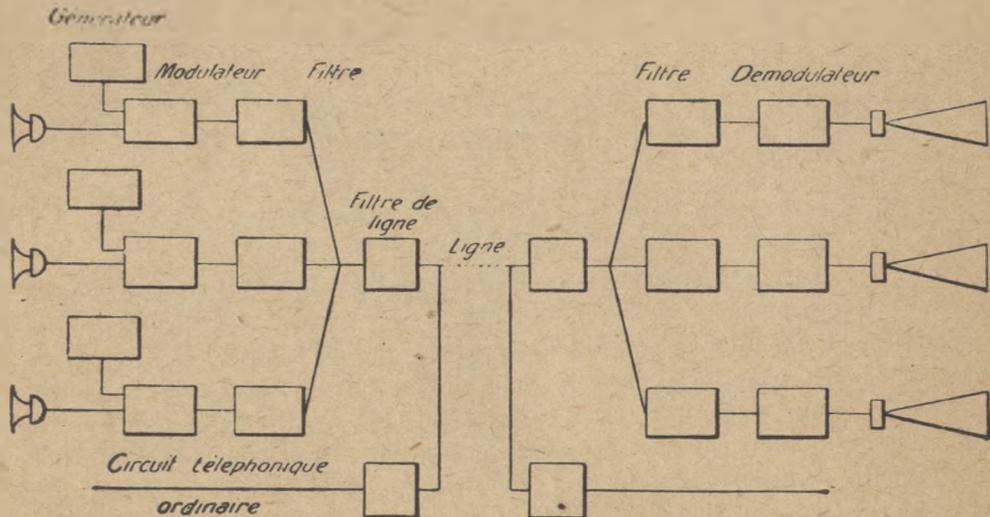


Fig. 85. — Emploi sur une même ligne de la téléphonie ordinaire et de la téléphonie multiple par courant porteur

rayonnée dans l'espace. La figure 84 donne un schéma d'une transmission bilatérale, la figure 85 d'une transmission multiple sur une même ligne, combinée avec une transmission téléphonique ordinaire.

Le fait le plus important pour la réalisation de ces communications est l'augmentation d'atténuation rapide avec la fréquence. De ce fait les fréquences employées sont basses, de 10.000 à 30.000. La transmission téléphonique couvrant au moins 2 000 cycles dans le cas où l'on supprime l'une des bandes latérales, les circuits récepteurs doivent comporter des filtres soigneusement construits. Il y a avantage, comme en radiotéléphonie, à supprimer le courant porteur à la transmission, et à le fournir localement à la réception. On fait ainsi une économie appréciable dans la puissance à transmettre et les troubles dus aux variations des constantes des lignes sont moins importants. Le long de la transmission des stations répétrices doivent être prévues.

La radio sur lignes est aussi avantageuse pour relier entre elles les stations génératrices et les sous-stations d'un réseau haute tension. Elle donne plus de sécurité que la téléphonie sur fil ordinaire en ce qui concerne les contacts accidentels avec la haute tension et évite les bruits parasites dus aux perturbations du réseau. Elle est plus économique dans ce cas que la radiotéléphonie ordinaire et plus secrète. Pour les mêmes raisons que précédemment, on fait usage des fréquences basses. L'excitation des fils se fait commodément par un fil de 300 à 600 mètres de longueur tendu parallèlement à la ligne. On peut par l'emploi de fils analogues, passer au-dessus des interruptions de la ligne et faire communiquer les réseaux séparés (1).

EMPLOI DE LA LAMPE A TROIS ÉLECTRODES POUR LES MESURES

A. Génération des courants de très basse fréquence. — On peut obtenir des courants de très basse fréquence en alimentant la grille d'une lampe détectrice par deux fréquences très voisines (99 et 100 cycles par exemple). Le circuit d'utilisation de la lampe, convenablement dimensionné, permettra l'obtention d'une fréquence égale à la différence des fréquences d'excitation.

B Génération des fréquences téléphoniques. — La même méthode permet d'obtenir toute la gamme des fréquences audibles, de parcourir, pour ainsi dire, le spectre sonore. C'est là une application utile pour les mesures en fréquences téléphonique.

On peut engendrer directement ces fréquences par un oscillateur à lampes dont la figure 86 donne un exemple. Les inductances grille et plaque prennent la forme d'un transformateur à noyaux de fer.

On peut encore obtenir une fréquence audible bien stable par l'entretien, à l'aide

(1) AUSTIN. — *General Electric Review* Juin 1923.

d'une lampe à trois électrodes, des oscillations d'un pendule ou d'un diapason (fig. 87). Une première variation du courant plaque met le diapason en vibration, et cette vibration engendre dans la bobine grille une force électro-motrice. Pour un couplage convenable les oscillations s'entretiennent.

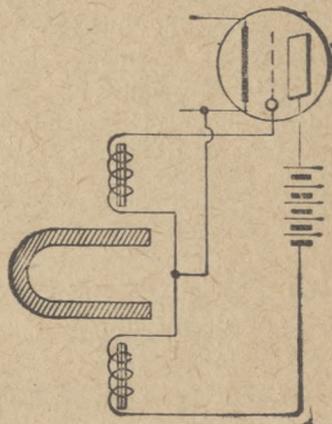
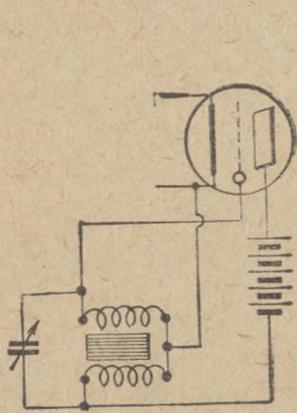


Fig. 86. — Schéma d'oscillateur basse fréquence. Fig. 87. — Entretien des oscillations d'un diapason.

Pour la gamme ultra sonore, on peut employer les quartz piezoélectriques (Cady P.I.R.E., avril 1922). La figure 88 indique le schéma d'un tel oscillateur. Une pre-

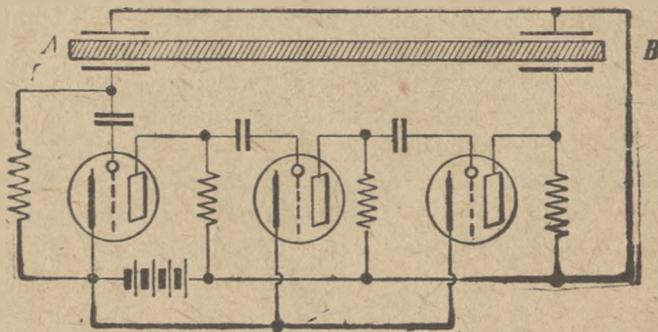


Fig. 88. — Entretien des oscillations d'un quartz piézoélectrique.

mière perturbation électrique cause en B une variation de champ qui provoque un changement dans la longueur du cristal d'où en A naissance d'un champ électrique et couplage en retour.

C. Oscillateur à fréquence très stable et dénué d'harmoniques. — Quand il est désirable d'obtenir une grande stabilité de fréquence et une onde aussi pure que possible, des précautions spéciales doivent être prises. R. W. King signale l'avantage du montage fig. 89 (*Bell System technical Journal*, octobre 1923), où le circuit plaque est en somme triple : un circuit d'alimentation à courant continu, deux branches haute fréquence, l'une assurant le couplage en retour à travers une résistance R de l'ordre de 100 000 ohms, l'autre comprenant des résistances r_1 et r_2 de plusieurs milliers d'ohms la f. e. m. utile étant prise aux bornes d'une fraction assez faible de ces résistances.

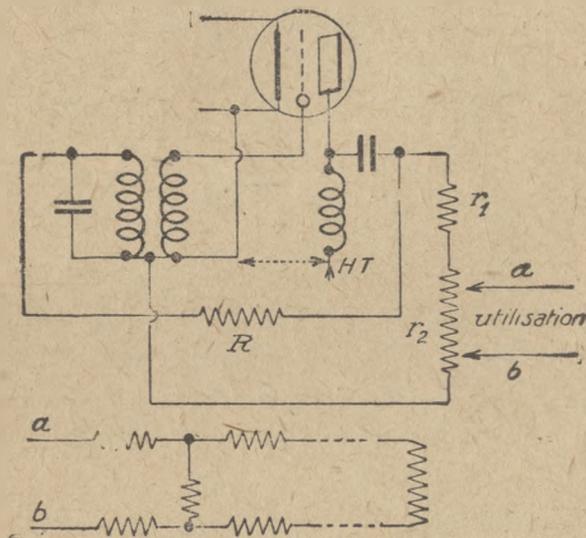


Fig. 89. — Oscillateur à onde pure et ligne d'atténuation pour les mesures en haute fréquence.

Tant que les fréquences employées ne sont pas trop élevées, il est possible de construire des lignes d'atténuation formées de résistances en série et en parallèle, telles que quel que soit le nombre de cellules successives intercalées, l'impédance branchée reste la même, et qu'on obtienne un rapport connu entre l'intensité à l'entrée et à la sortie. Pour des fréquences plus élevées le réglage de la tension utile peut se faire par transformateur avec ou sans fer, et présente d'assez grandes difficultés.

D. Oscillateur très riche en harmoniques. — Il est au contraire quelquefois très utile de disposer d'un oscillateur très riche en harmoniques pour les besoins des étalonnages. MM. Abraham et Bloch ont réalisé dans ce but l'appareil connu sous le nom de multivibrateur (fig. 90). Ce montage comprend deux lampes reliées de telle sorte qu'un équilibre électrique ne puisse persister. Les condensateurs C_1 C_2 se chargent

et se déchargent successivement et les courants s'inversent très brusquement, d'où la production d'un grand nombre d'harmoniques (1). La période fondamentale est de

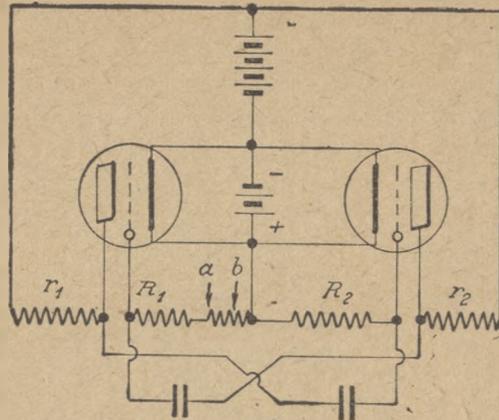


Fig. 90. — Schéma de multivibrateur.

l'ordre de la durée de charge des condensateurs, et par suite peut être modifiée par le changement de ces derniers. On peut ainsi obtenir des fréquences extrêmement basses, ou des fréquences radiotélégraphiques.

E. Emploi de la lampe comme voltmètre. — La lampe peut être employée, en conjonction avec un galvanomètre, pour la mesure des faibles tensions. Plusieurs méthodes sont possibles.

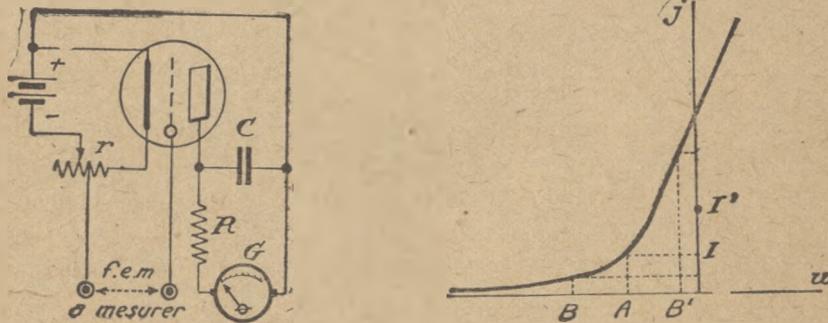


Fig. 91. — Emploi de la lampe comme voltmètre.

Dans la figure 91, on applique le f. e. m. alternative à mesurer entre grille et filament. La plaque ne comporte aucune batterie. Au zéro la tension grille est fixée de

(1) Voir GUTTON, *La lampe à 3 électrodes*.

telle sorte que le courant de plaque soit 0I, et le galvanomètre marque alors 0. Si une f. e. m. alternative à mesurer est appliquée, il en résulte une variation du courant moyen de plaque et une déviation de l'appareil de mesure.

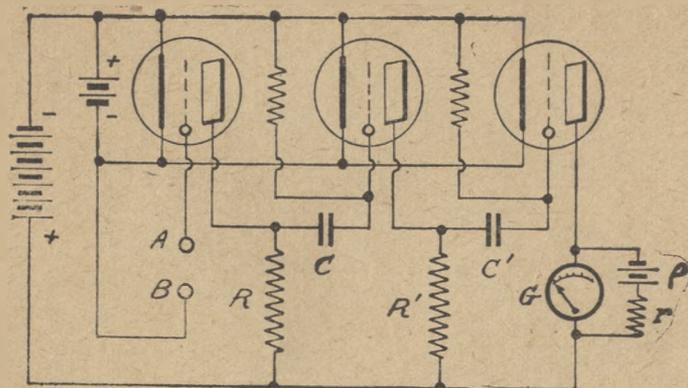


Fig. 92. — Voltmètre amplificateur de M. Abraham.

Dans ce cas le circuit entre A et B doit être conducteur pour le courant continu et on emploie les propriétés rectificatrices dues à la courbure de la caractéristique de plaque.

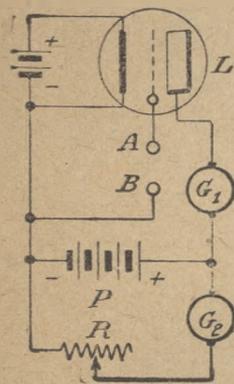


Fig. 93 — Mesures des faibles tensions continues.

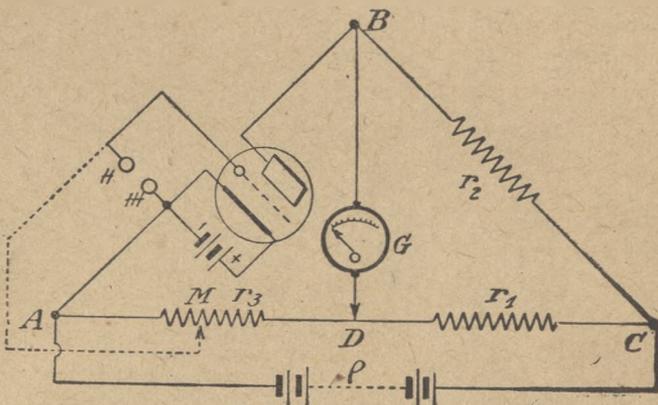


Fig. 94. — Montage en pont de Wheatstone.

Dans la figure 92, la grille comporte un condensateur shunté et la plaque une batterie. L'application d'une f. e. m. alternative provoque, du fait de la détection par la grille une variation de courant de plaque. Comme ces variations sont en général plus faibles que le courant au repos, l'appareil de mesure est ramené au zéro par le courant

d'une pile auxiliaire. Des étages d'amplification H. F. peuvent être intercalés avant la lampe détectrice Voltmètre amplificateur de M. Abraham).

Les différences de potentiel continues peuvent être mesurées en plaçant la lampe dans la partie rectiligne de sa caractéristique et en se servant d'un galvanomètre diffé-

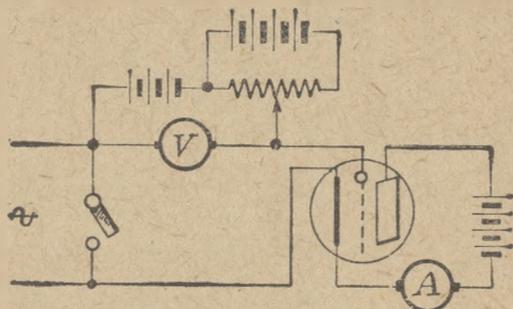


Fig. 95. — Mesure de la tension maximum d'une tension alternative.

rentiel pour compenser le courant plaque au repos (fig. 93). Montage de MM. Blondel et Touly). Un montage à pont de Wheatstone a été indiqué par M. Blondel (fig. 94).

La tension maximum d'une tension alternative peut être mesurée de la façon suivante (fig. 95) : On règle la tension grille de manière que le courant plaque soit nul ; on applique la tension à mesurer et on ramène le courant plaque à 0 par variation de tension grille. La valeur de la variation de tension grille donne la tension maximum appliquée.

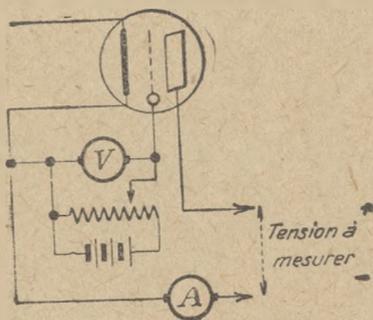


Fig. 96. — Mesure des hautes tensions à l'aide de la lampe à trois électrodes.

On peut encore, pour la mesure des hautes tensions continues, appliquer celles-ci sur la plaque, et ramener le courant plaque à zéro par variation de tension grille. La connaissance du facteur d'amplification de la lampe détermine la grandeur de la tension à mesurer (fig. 96).

Employée comme rectificatrice, avec un électromètre, la lampe à trois électrodes (avec sa grille reliée au filament), permet la détermination des points positive et négative d'une tension alternative (fig. 97).

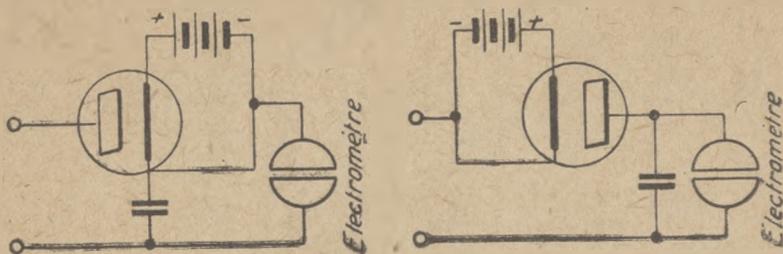


Fig. 97. — Détermination des points positive et négative à l'aide d'une lampe et d'un électromètre.

Autres applications de la lampe à trois électrodes. — Nous nous contenterons de signaler, pour terminer ce rapide exposé, l'emploi de la lampe comme régulateur de puissance ou de tension, comme interrupteur haute tension sans coupure mécanique, etc. La présence de gaz à l'intérieur de la lampe modifie ses propriétés et a donné naissance à des applications importantes (mesure de l'ionisation, du degré de vide, oscillographe à basse tension).

L'invention de la lampe à trois électrodes est certainement l'un des faits les plus marquants dans le développement de la science et de l'industrie contemporaines.

BIBLIOGRAPHIE

Radio-communications téléphoniques au moyen des lampes à 3 électrodes

OUVRAGES GÉNÉRAUX

- VAN DER BIJL. — *Thermionic Vacuum tube*. Mc Graw, Hill, 1920.
J. H. MORECROFT. — *Principles of Radio Communication*. J. Wiley, 1921.
H. G. MÖLLER. — *Die Elektronenröhren und ihren technischen anwendungen*. Vieweg und Sohn, 1922.
C. GUTTON. — *La Lampes à 3 Electrodes*. Journal de Physique, A Blanchard, 1923.
R. JOUALST. — *Les Lampes à 3 Electrodes*. Conférences du Conservatoire des Arts et Métiers, 1925.

Emploi des Lampes dans la génération et la réception des radio-communications

- Sur l'amorçage et l'entretien d'oscillations dans un relais amplificateur*. C. GUTTON, *Onde Electrique*, 1922, pp. 261, 347.
Un nouveau modèle de triode à grande puissance. W. WILSON, *Electrical Communication*, août 1922.
Le nouveau poste radiotéléphonique de la Tour Eiffel. Commandant JULLIEN, *Onde Electrique*, 1923. pp. 437-453.
Pompe moléculaire hélicoïdale. M. HOLWECK, *Onde Electrique*, 1923, pp 497-503.
Les triodes comme producteurs d'oscillations. D. C. PRINCE, *Proceedings I. R. E.*, juin à décembre 1923.
Tubes amplificateurs à électrons montés en parallèle. R. V. G. HARTLEY, *Proceedings I. R. E.*, juin 1921.
Les tubes à vide et leurs applications. R. W. KING, *The Bell System Technical Journal*, octobre 1923.
Les amplificateurs à Haute fréquence. H. T. FRIIS et A. G. JENSEN, *The Bell System Technical journal*, avril 1924.
Les amplificateurs à Résistances. Léon Brillouin, *Onde Electrique*, Janvier 1922.
Les circuits des lampes à 3 électrodes. H. W. NICHOLS, *Physical Review*, 1919 vol. 13 p. 405.
Influence des capacités internes dans les lampes à 3 électrodes. J. M. MILLER, *Bureau des Standards. Scientific Papers*, n° 351.

Modulation et démodulation

- Cours de Radiotéléphonie*. Ecole Supérieur d'Electricité, Commandant JULLIEN.
L'acoustique téléphonique. E. REYNAUD-BONIN (E. Chiron).

- Analyse de la distribution de l'énergie dans la parole* J. B. GRANDALL et MACKENZIE *Physical Review*, Mars 1922.
- La nature de la parole et son interprétation*. H. FLETCHER, *Journal of Franklin Institute*, juin 1922.
- La modulation en radiotéléphonie*. R. A. HEISING, *Proceedings I. R. E.*, août 1921.
- Téléphonie Transocéanique*. H. W. NICHOLS, *Journal I. E. E.* juillet 1923.
- Radiotéléphonie avec ou sans courant porteur*. P. DAVID, *Onde Electrique*, 1923. pp. 579-578.
- Téléphonie Transatlantique*. H. D. ARNOLD et LLOYD ESPENCHIED, *Journal of A. I. E. E.*, août 1923.
- Les haut-parleurs pour téléphonie sans fil*. L. C. POCOCK, *Wireless World and Radio Review*, 29 novembre 1923.
- L'acoustique des Haut-Parleurs*. A. GOLDSMITH, *Proceedings I R. E.*, août 1924.
- Les phénomènes de distorsion dans les amplificateurs*. C. L. FORTESCUE, *Wireless World*, 16 janvier 1924.
- Les pavillons de Haut-Parleurs*, HANNA et SLEPIAN, *Journal A. I. E. E.*, mars 1924.

Génération et Réception des Ondes de Très haute Fréquence

- Les Ondes Courtes*. A. CLAVIER (E. Chiron 1922).
- Radiotélégraphie dirigée avec des ondes très courtes*. C. S. FRANKLIN, *Wireless World*, 30 mai 1922.
- Emissions dirigées sur ondes de 10 mètres*. F. W. DUNMORE et F. H. ENGBL, *Sc. Pap. Bur Stand.*, n° 469.
- Le beam system*. MARCONI. *Royal Society of Arts*, 2 juillet 1924.
- Les Ondes Très Courtes*. R. MESKY, *Onde Electrique*, janvier et Février 1924.
- Pour recevoir les ondes de 9 mètres*. Lt. de Vaisseau Malgouzeu, mars 1924.
- Un nouveau procédé pour produire des ondes très courtes*. KUNZ et BARKHAUSEN, *Phys. Zeitschrift*, janvier 1920.

Autres applications des Lampes à trois électrodes

- Public Address Systems*. J. W. GREEN et J. P. MAXFIELD, *The Bell System Technical Journal*, avril 1923.
- Les répéteurs Téléphoniques*. BANCROFT GHERADI, *Electrical Communication*, août et novembre 1922.
- Radio sur Lignes*. L. COHEN, *Onde Electrique*, octobre 1924.
-

COURS DE L'ÉCOLE SUPÉRIEURE D'ÉLECTRICITÉ

(SECTION DE RADIOÉLECTRICITÉ)

H. ARMAGNAT et Léon BRILLOUIN. — Les Mesures en haute fréquence	30 fr. »
M. BOCHET. — Les Moteurs thermiques	20 fr. »
BETHENOD. — Les alternateurs à haute fréquence.	25 fr. »
DE BELLESCIZE. — Les atmosphériques et leur influence sur les signaux de T. S. F.	10 fr. 80
CURIE (M ^{me} Pierre). — Radioactivité et phénomènes connexes	4 fr. 30
L. DRIENCOURT. — Emploi de la T. S. F. pour la détermination des longitudes et l'unification de l'heure	7 fr. 20
E. REYNAUD-BONIN. — L'acoustique téléphonique. La téléphonie. La télégraphie	12 fr. »
R. JOUAUST. — La télégraphie par le sol et les moyens de communication spéciaux	14 fr. 40
E. BLOCH, Maître de conférences à la Sorbonne. — Les procédés d'enregistrement des signaux de T. S. F.	7 fr. 20
J.-B. POMEY, Ingénieur en chef des télégraphes. — Principes de calcul vectoriel et tensoriel	36 fr. »
DUFOUR, chargé de cours à la Sorbonne. — Oscillographe cathodique pour l'étude des basses, moyennes et hautes fréquences	7 fr. 20
A. PEROT, professeur à l'École Polytechnique. — Phénomènes magnétiques et électriques terrestres	6 fr. »
A. PEROT, professeur à l'École Polytechnique. — Principes d'acoustique	9 fr. 60
FRANCK (C ^o). — La T. S. F. dans l'Aéronautique	9 fr. 60
R. MESNY. — Usage des cadres et radiogoniométrie.	30 fr. »
P.-M. VIEILLARD. — Les Antennes de T. S. F.	10 fr. 80
P.-M. VIEILLARD. — L'Émission en ondes amorties.	10 fr. 80

Etienne CHIRON, éditeur, 40, rue de Seine, PARIS-6^e

Viennent de paraître :

**L'ALIMENTATION
DES POSTES DE T.S.F.
PAR LE SECTEUR**

par

Marc CHAUVIERRE

“ “ INGENIEUR-ELECTRICIEN “ “

Un volume de 112 pages

Prix 6 francs - Franco 6 fr. 60

A. BRANGER

**TOUS LES MONTAGES
DE T.S.F.**

Schémas pratiques donnant
tous les dispositifs connus
pour les montages de T. S. F.

NOUVELLE ÉDITION, REVUE, CORRIGÉE ET AUGMENTÉE

par

Alain BOURSIN

Prix 9 francs - Franco 9 fr. 80

Étienne CHIRON, éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (VI)

Vient de paraître :

LE
SUPERHÉTÉRODYNE
ET LA
SUPERRÉACTION

PAR
P. HÉMARDINQUER
INGÉNIEUR-ÉLECTRICIEN

Préface de M. A. BLONDEL, membre de l'Institut

Un beau volume grand in-8° de 176 pages,
illustré de 175 figures et photographies.

Prix : 21 fr. 60

Vient de paraître :

LE
SUPERHÉTÉRODYNE

SON PRINCIPE :: SON INVENTION
■■■■■■■■■■ SON ÉVOLUTION ■■■■■■■■■■

Étude suivie de la reproduction des
principaux brevets relatifs à ce montage

par
H. DE BELLESCIZE

Livre documentaire de premier ordre qui, étant donné la personnalité de
l'auteur, est appelé à avoir un gros succès et un grand retentissement.

Prix : 15 francs

Étienne CHIRON, éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (VI^e)

*Comprendre les phénomènes qui s'imposent
à l'attention de tous les amateurs de T. S. F.
et ceci par des exemples simples et concrets
sans aucune formule, tel a été le but de l'auteur.*

La T. S. F.

et les

Phénomènes radioélectriques

EXPLIQUÉS SANS FORMULE

PAR

J. D'ANSELME

Ancien élève de l'Ecole Polytechnique

Un beau volume grand in-8 de 150 pages. — 14 fr. 40

VIENT DE PARAÎTRE

MARCEL BOCHET

Ingénieur des Arts et Manufactures

LES MOTEURS THERMIQUES

MACHINES A VAPEUR

— A PISTON —

TURBINES A VAPEUR

MOTEURS A EXPLOSION

ET A COMBUSTION

Un volume in-8 de 150 pages. — 24 francs; franco : 25 francs.

Étienne CHIRON, éditeur, 40, rue de Seine. PARIS (VI)

Viennent de paraître :

G. GROSZKOWSKI

Adapté et traduit du polonais par

M. TEYSSIER

LES LAMPES A PLUSIEURS ÉLECTRODES ET LEURS APPLICATIONS

Émissions d'électrons par les corps incandescents

La lampe cathode à deux électrodes

(Exemples numériques de calculs de lampes à deux électrodes)

La lampe cathode à trois électrodes

(Exemples de calcul de lampes à trois électrodes)

Fonction détectrice de la lampe cathode à trois électrodes

(Exemples de calcul d'établissement de détecteur à lampes)

Fonction amplificatrice de la lampe cathode à trois électrodes

(Exemples de calculs et de projets d'amplificateur)

Fonction génératrice de la lampe cathode à trois électrodes

(Exemples de calculs et de projets d'émetteur à lampes)

Prix : 40 francs

LES LAMPES A DEUX GRILLES ET LEURS APPLICATIONS

par

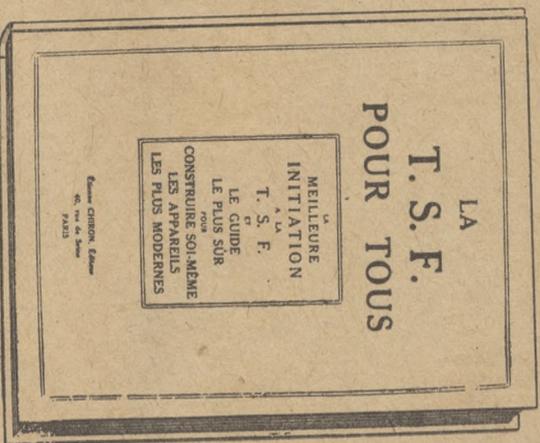
P. HÉMARDINQUER

*Ouvrage contenant de nombreux
montages spéciaux à bi-grilles*

Un volume de 112 pages — **Prix : 6 fr. ; Franco : 6 fr. 60**

Étienne CHIRON, éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (VI^e)

La T.S.F. pour Tous



Les deux premiers volumes de cette publication, qui se présentent sous une élégante reliure, constituent la meilleure initiation à la T. S. F. et le guide le plus sûr pour construire soi-même les appareils les plus modernes

TOME I

650 gravures
100 montages nouveaux
28 postes complets
à construire soi-même
Prix : 25 francs

TOME II

825 gravures
130 montages
36 montages nouveaux
à construire soi-même
Prix : 30 francs
Les deux volumes pris ensemble : 50 francs.

Etienne CHIRON, éditeur, 40, rue de Seine, PARIS-VI^e

J. D'ANSELME
ANCIEN ÉLÈVE DE L'ÉCOLE POLYTECHNIQUE

LA T. S. F. ET LES

PHÉNOMÈNES RADIOÉLECTRIQUES

EXPLIQUÉS SANS FORMULES

Nouvelle édition
revue et corrigée

L'Électricité mise à la portée de tous
L'Émission en radiotélégraphie et en radiophonie
La réception sur galène - La lampe de T. S. F.
Les montages de détection et d'amplification

ETIENNE CHIRON, éditeur
40, rue de Seine, 40
PARIS

LES MEILLEURS OUVRAGES SUR LA T. S. F.

L'Encyclopédie de la Radio, par M. Adam	50. »
J'ai compris la T. S. F., par E. Aisberg	15. »
Les Premiers Principes de T. S. F., par le Capitaine Lagarde	7.50
La T. S. F. expliquée, par Vallier	4.50
Le Poste de l'Amateur de T. S. F., par Hémardinquer	20. »
Les montages modernes en Radiophonie, par Hémardinquer, 2 vol. Chaque	24. »
Les lampes à plusieurs électrodes et leur application, par G. Teyssier	40. »
Télévision et phototélégraphie, par E. Aisberg	10. »
La T. S. F. et les phénomènes radio-électriques expliqués sans formules, par J. d'Anselme	16. »
Le Superhétérodyne et la Superréaction, par Hémardinquer	21.60
Le Superhétérodyne. Principe, invention, évolution, par De Bellescize	15. »
Les postes de T. S. F. alimentés par le secteur, par E. Aisberg	7.50
Tous les montages de T. S. F., nouvelle édition entièrement refondue	9. »
La Réception sur galène des radio-concerts. Instruction pratique pour construire soi-même un Poste à galène à peu de frais (100 ^e mille)	2.40
La T. S. F. en 30 leçons. Cours professé au Conservatoire des Arts et Métiers:	
I. Electrotechnique générale préparatoire à la T. S. F., par Chau-	
mat et Lefrand	9. »
II. Principes généraux de la Radiotélégraphie et applications	
générales, par le Ct Metz	9. »
III. Mesures, Radiogoniométrie, Propagation des ondes, par R. Mesny	7.20
IV. Les lampes à plusieurs électrodes. Théories et applications,	
par R. Jouaust	7.20
V. Radiotéléphonie et applications diverses des lampes à trois	
électrodes, par M. Clavier	9. »
Les 5 fascicules brochés en un seul volume	43.20
Les réceptions pures en T.S.F., par R. Raven-Hart	6. »
Théorie et pratique de la T. S. F., par Bérard	25. »
Fiches techniques de T. S. F.	10. »
La construction des appareils de Télégraphie sans fil, par L. Michel	3.60
Annuaire international de la T. S. F. pour 1930	30. »
La T.S.F. et les phénomènes radio-électriques expliqués sans formules,	
par d'Anselme	15. »

COURS DE L'ÉCOLE SUPÉRIEURE D'ÉLECTRICITÉ (Section de Radioélectricité)

Les alternateurs haute fréquence, par Bethenod	25. »
Les mesures en haute fréquence, par H. Armagnat et Léon Brillouin	30. »
Emploi de la T. S. F. pour la détermination des longitudes et l'uni-	
fication de l'heure, par L. Driencourt	7.20
La télégraphie par le sol et les moyens de communication spéciaux,	
par R. Jouaust	14.40
Les procédés d'enregistrement des signaux de T. S. F., par E. Bloch	7.20
Phénomènes magnétiques et électriques terrestres, par A. Pérot	6. »
Principes d'acoustique, par A. Pérot, professeur à l'École Polytechnique	9.60
Usage des cadres et radiogoniométrie, par R. Mesny	30. »
Les Antennes de T. S. F., par P.-M. Vieillard	10.80
L'Émission en ondes amorties, par P.-M. Vieillard	10.80
Les atmosphériques, par M. de Bellescize	10.80
Les moteurs thermiques, par M. Bochet	24. »

ÉTIENNE CHIRON, ÉDITEUR, 40, RUE DE SEINE — PARIS (6^e)